

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ
FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA



**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN MÓDULO DE CONTROL CON
LOS MÉTODOS ESCALAR Y VECTORIAL EMPLEADOS EN EL
MOTOR DE INDUCCIÓN PARA EL ANÁLISIS DE SU
COMPORTAMIENTO EN ESTADO TRANSITORIO.**

Tesis para optar el Título de Ingeniero Electrónico, que presenta el bachiller:

Jorge Arturo Espinoza Tantaquispe

Asesor: Ing. Oscar Melgarejo Ponte

Lima, Septiembre del 2017

RESUMEN

Las máquinas industriales son accionadas en su mayoría mediante motores eléctricos. La velocidad a la que giran fundamentalmente depende de la magnitud y frecuencia de la fuente de energía eléctrica, del número de polos del motor y del torque de la carga acoplada, los cuales no se puede modificar de manera simple. Por otra parte, dependiendo de los procesos que ejecuta la máquina, se requiere operaciones a una misma velocidad o a distintas velocidades, y en muchos casos, con valores de velocidad precisos. Por ello, para lograr la regulación de la velocidad de los motores de forma precisa, se emplea el denominado “variador de velocidad electrónico” (conocido también como “variador” o “drive” en inglés).

Existen varios tipos de motores empleados en las industrias, sin embargo, el motor trifásico de inducción es el más usado. Los dos principales métodos de control de un variador electrónico de velocidad para a un motor de inducción son los denominados: control escalar y control vectorial.

El objetivo principal de la tesis es implementar una tarjeta de control de la velocidad de un motor asíncrono trifásico mediante Control Clásico, para ser empleado en las prácticas del laboratorio de electrónica de potencia, en la PUCP.

Con la implementación de los algoritmos del control escalar y vectorial en lazo cerrado, se estudió y comparó los valores del motor en estado transitorio mediante una simulación del comportamiento del motor a distintas velocidades y a distintos tipos de cargas, con la finalidad de determinar las ventajas y desventajas del comportamiento del motor en estado transitorio con cada tipo de control, considerando criterios técnicos definidos por la norma IEC 61800-2, tales como: precisión, sobre-impulso, tiempo de establecimiento y perturbación ante cambio de carga, en donde se pudo demostrar que el control vectorial tiene mejor respuesta en estado transitorio y en estado estable que el control escalar.

Asimismo, se pudo mostrar el funcionamiento del control desacoplado del flujo magnético y torque mediante el método vectorial denominado “orientación indirecta del flujo del rotor”.

TEMA DE TESIS PARA OPTAR EL TÍTULO DE INGENIERO ELECTRÓNICO

Título	Diseño e implementación de un módulo de control con los métodos escalar y vectorial empleados en el motor de inducción para el análisis de su comportamiento en estado transitorio.
Área	Electricidad
Asesor	Oscar Melgarejo
Alumno	Jorge Arturo Espinoza Tantaquispe
Código	20082074
Fecha	09/05/2017 # 1357



Descripción y Objetivos

Las máquinas industriales son accionadas en su mayoría mediante motores eléctricos. La velocidad a la que giran fundamentalmente depende de la magnitud y frecuencia de la fuente de energía eléctrica, del número de polos del motor y del torque de la carga acoplada, los cuales no se puede modificar de manera simple. Por otra parte, dependiendo de los procesos que ejecuta la máquina, se requiere operaciones a una misma velocidad o a distintas velocidades, y en muchos casos, con valores de velocidad precisos. Por ello, para lograr la regulación de la velocidad de los motores de forma precisa, se emplea el denominado “variador de velocidad electrónico” (conocido también como “variador” o “drive”).

Los dos principales métodos de control de un variador electrónico de velocidad para a un motor de inducción son los denominados: control escalar y control vectorial.

Por ello, el objetivo principal de la tesis es implementar una tarjeta de control de la velocidad de un motor asíncrono trifásico mediante Control Clásico, para ser empleado en las prácticas del laboratorio de electrónica de potencia, en la PUCP.

Con la implementación de los algoritmos del control escalar y vectorial en lazo cerrado, se estudió y comparó los valores del motor en estado transitorio mediante una simulación del comportamiento del motor a distintas velocidades y a distintos tipos de cargas, con la finalidad de determinar las ventajas y desventajas del comportamiento del motor en estado transitorio con cada tipo de control, considerando criterios técnicos como: oscilaciones del torque, precisión de la velocidad, tiempo de establecimiento y perturbación ante cambio de carga, en donde se pudo demostrar que el control vectorial tiene mejor respuesta en estado transitorio y en estado estable que el control escalar.



PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ
FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA

M. Sc. Ing. MIGUEL ÁNGEL CATANO SÁNCHEZ
Coordinador de la Especialidad de Ingeniería Electrónica

TEMA DE TESIS PARA OPTAR EL TÍTULO DE INGENIERO ELECTRÓNICO

Título : Diseño e implementación de un módulo de control con los métodos escalar y vectorial empleados en el motor de inducción para el análisis de su comportamiento en estado transitorio.

Índice

Introducción

1. Tecnologías de control escalar y vectorial aplicado al motor de inducción.
2. Diseño del control escalar y vectorial para el módulo de control.
3. Simulación de los sistemas de control de control escalar y vectorial. Análisis en estado transitorio.
4. Implementación del módulo de control.

Conclusiones

Recomendaciones

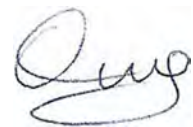
Bibliografía

Anexos

Máximo: 100 páginas

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ
FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA

M. Sc. Ing. MIGUEL CATANO SÁNCHEZ
Coordinador de la Especialidad de Ingeniería Electrónica



ÍNDICE

RESUMEN	2
ÍNDICE	3
INTRODUCCIÓN	6
1. TECNOLOGÍAS DE CONTROL ESCALAR Y VECTORIAL APLICADO AL MOTOR DE INDUCCIÓN.....	8
1.1 Control del motor de inducción	8
1.2 Principio del Control Escalar.....	10
1.3 Tecnología aplicada al Control Escalar	13
1.3.1 Empleo del inversor fuente de voltaje	13
1.3.2 Inversor con modulación por ancho de pulso de vector espacial (SV-PWM)	16
1.3.3 Control de velocidad en Lazo Cerrado utilizando el control V/f.....	19
1.4 Principio del Control Vectorial	21
1.4.1 Introducción.....	21
1.4.2 Ecuaciones del motor en el modelo dinámico en el marco de referencia del estator	23
1.4.3 Ecuaciones del motor en el modelo dinámico en el marco de referencia de excitación.....	28
1.4.4 Principio del Control por Campo Orientado (“F.O.C”).....	29
1.5 Tecnología aplicada al Control Vectorial.....	33
1.5.1 Diagrama de bloques dinámico en el marco de referencia de excitación ..	33
1.5.2 Condiciones del Principio de Control por Campo Orientado.....	34
1.5.3 Principios del método indirecto	36
1.5.4 Control del Inversor mediante histéresis de corriente	38
2. DISEÑO DEL CONTROL ESCALAR Y VECTORIAL PARA EL MÓDULO DE CONTROL.....	39
2.1 Condiciones de diseño del variador de velocidad.....	39
2.2 Diseño del controlador escalar	40
2.2.1 Sistema de control escalar – configuración básica	40
2.2.2 Controlador de Voltaje	41
2.2.3 Regulador de deslizamiento	42
2.2.4 Sistema de control escalar – con controlador PI	43
2.3 Diseño del controlador vectorial.....	45

2.3.1	Control por campo orientado método indirecto: Diagrama de bloques	45
2.3.2	Control por campo orientado método indirecto: Algoritmo de mejora	47
2.3.3	Control de velocidad en el Control Vectorial – Controlador PI	48
3.	SIMULACIÓN DE LOS SISTEMAS DE CONTROL ESCALAR Y VECTORIAL.	
	ANÁLISIS EN ESTADO TRANSITORIO.	51
3.1	Sistema de simulación del Variador de velocidad	51
3.2	Simulación del motor de inducción	52
3.3	Transformaciones de coordenadas de Park y Clarke	55
3.4	Torque de carga	57
3.5	Bloque Inversor	58
3.6	Gráficas y osciloscopio	60
3.7	Bloque controlador de velocidad	61
3.8	Simulación del Control de velocidad Escalar	61
3.8.1	Controlador de velocidad	61
3.8.2	Simulación del arranque directo	63
3.8.3	Simulación del controlador de velocidad escalar básico	64
3.8.4	Simulación del controlador de velocidad escalar usando controlador PI	65
3.8.5	Observaciones sobre la simulación del control escalar	68
3.9	Simulación del Control de velocidad con el método vectorial	68
3.9.1	Simulación del control por campo orientado	68
3.9.2	Controlador de velocidad del método vectorial	72
3.9.3	Simulación del controlador de velocidad vectorial	74
3.9.4	Observaciones sobre la simulación del control vectorial	80
3.10	Análisis de la comparación entre los métodos escalar y vectorial	80
3.11	Análisis del comportamiento del motor con los métodos de control de velocidad escalar y vectorial según norma IEC 61800-2	83
4.	IMPLEMENTACIÓN DEL MÓDULO DE CONTROL.	92
4.1	Descripción del proyecto Variador de Velocidad	92
4.2	Implementación del controlador mediante Planta simulada	94
4.3	Implementación del controlador de velocidad escalar	97
4.4	Implementación del Control Vectorial	99
	CONCLUSIONES	104
	RECOMENDACIONES	105
	Bibliografía	106
5.	ANEXOS	108

5.1	Curva característica Torque – velocidad de un motor de inducción y de su carga	108
5.2	Relaciones entre frecuencias y velocidad de un motor de inducción.....	109
5.3	Circuito eléctrico equivalente en estado estable del Motor de Inducción	111
5.4	Ecuación del torque en el circuito equivalente Γ	114
5.5	Zonas de operación del motor	115
5.6	Control del voltaje de línea.....	116
5.7	Control de la frecuencia de línea	118
5.8	Velocidad nominal máxima de seguridad.....	119
5.8.1	Definición.....	119
5.8.2	Región de operación continua	119
5.8.3	Región de campo debilitado.....	121
5.9	Inversor trifásico (como fuente de voltaje) aplicando el método de seis-pasos	123
5.10	Inversor con modulación PWM senoidal	125
5.11	Vectores espaciales en el marco de referencia del estator.....	128
5.12	Transformación de Park y de Clark.....	131
5.13	Control por campo orientado método directo.....	135
5.14	Respuesta de Velocidad y torque ante diferentes tipo de carga	136
5.15	Valores especificados según norma IEC para variadores de velocidad en sistemas “a.c.” en baja tensión.....	140
5.15.1	Valores especificados para el desempeño en estado estable	140
5.15.2	Valores especificados para el desempeño en estado transitorio [24].....	142
5.16	Gráficas del desempeño del motor basado en norma IEC 61800-2.....	145
5.17	Algoritmos control escalar PI – Implementación de la Tarjeta de Control.....	155
5.18	Algoritmos control vectorial (IFOC) – Implementación de la Tarjeta de Control	159

INTRODUCCIÓN

Las máquinas industriales en su mayoría son accionadas a través de motores eléctricos. Estos, generalmente operan a una velocidad que depende de la alimentación y de las características propias del motor, los cuales no se pueden modificar fácilmente. Dependiendo de los procesos que ejecuta la máquina, se requiere operaciones a una misma velocidad o a distintas velocidades, y en muchos casos, con valores de velocidad precisos. Por ese motivo, para lograr regular la velocidad de los motores eléctricos de forma precisa, se emplea un “variador de velocidad electrónico”.

Los variadores de velocidad se emplean en una amplia gama de aplicaciones industriales, como en ventiladores, equipos de aire acondicionado, equipo de bombeo, bandas transportadoras, ascensores, envasadoras-llenadoras, tornos y fresadoras, etc.

Las principales ventajas de usar un variador de velocidad electrónico son:

- Opción que el motor trabaje a distintas velocidades de operación para distintas fases del proceso industrial.
- Alta eficiencia del motor y ahorro de energía.
- Posibilidad que el proceso trabaje a una velocidad fija sin importar la carga.
- Posibilidad que el motor opere a velocidades lentas para fines de ajuste o prueba.
- Posibilidad de controlar la aceleración en el arranque y el torque del motor. [13]

Existen varios tipos de motores que se pueden usar en las maquinarias industriales, sin embargo, el motor de inducción es de lejos el motor más ampliamente usado en la industria. Tradicionalmente, ha sido usado en aplicaciones que requieren control de velocidad, que no satisfacen a procesos dinámicos rápidos y que no requieren gran precisión de velocidad. Gracias a los recientes desarrollos de tecnologías de control, como el control vectorial y el control directo del torque, esta situación está cambiando rápidamente. La razón detrás del desarrollo tecnológico en el control del motor de inducción es el hecho que este motor por lo general es mucho más barato y más robusto que su competidor, el motor “d.c.” [14]

Hasta la aparición de los semiconductores de potencia y los modernos controladores de estado sólido (procesadores), los motores de inducción no eran adecuados para aplicaciones que requerían un rango considerable de velocidad a controlar. El rango normal de operación de un motor de inducción está confinado a menos de 5% de deslizamiento, es decir, la máxima reducción de velocidad es normalmente -5% la velocidad nominal, y la variación de velocidad en ese rango es casi directamente proporcional a la carga sobre el eje del motor. [15]

En otras palabras, si solo se pone en marcha un motor de inducción a una carga dada, funcionará a una misma velocidad.

Para el motor de inducción, existen dos métodos en forma general para controlar su velocidad:

- Variando la velocidad síncrona (velocidad de los campos magnéticos del rotor y del estator) puesto que la velocidad del rotor siempre permanece cerca de la síncrona (n_{snc}).

- Variando el deslizamiento del motor para una carga dada (es decir, variando la curva Torque-velocidad del motor a una misma frecuencia de alimentación, como se puede apreciar en la Fig. 5.7).

Es importante mencionar que cuando deslizamiento es mayor, la eficiencia del motor es pobre puesto que las pérdidas en el cobre del rotor son directamente proporcionales al deslizamiento del motor.

La velocidad síncrona de un motor de inducción está dada por:

$$n_{\text{snc}} = \frac{120f}{p} \quad \text{ec. (1.1)}$$

En donde f es la frecuencia eléctrica de línea, y p el número de polos.

Por lo tanto, las únicas formas de variar la velocidad síncrona de la maquina son:

- 1) Variando la frecuencia eléctrica
- 2) Cambiando el número de polos de la máquina. [15]

Por otro lado, el control del deslizamiento puede ser llevado a cabo:

- 1) Variando el voltaje en las terminales del motor.
- 2) Variando la resistencia del rotor. [15]

En el control escalar se controla la frecuencia y el voltaje al mismo tiempo, para mantener constante el valor del flujo nominal de diseño del motor, mientras que en el control vectorial también, pero adicionalmente usa el modelo dinámico del motor de inducción, que le permite hacer un control mejorado y de gran precisión.

En este estudio, en ambos métodos de control de velocidad (escalar y vectorial) se usa un inversor de voltaje para generar tanto la amplitud de voltaje como la frecuencia de la señal senoidal que alimenta al motor de inducción.

1. TECNOLOGÍAS DE CONTROL ESCALAR Y VECTORIAL APLICADO AL MOTOR DE INDUCCIÓN.

1.1 Control del motor de inducción

Hoy en día vemos que los variadores de velocidad para motores asíncronos más simples y económicos solo vienen con la opción de realizar un control escalar, mientras que los más sofisticados y robustos variadores vienen con la opción de realizar varios tipos de controles elegibles a la conveniencia del usuario, tales como: control escalar (V/f lineal), V/f cuadrática, control de corriente de campo (FCC), control vectorial en lazo cerrado, control vectorial sin sensores (SVC), etc. Podemos imaginar entonces que la selección del tipo de control aplicado a un motor no es un aspecto que se pueda dejar de lado.

Para dar una perspectiva de los diversos métodos, se muestra el diagrama de la Fig. 1.1.

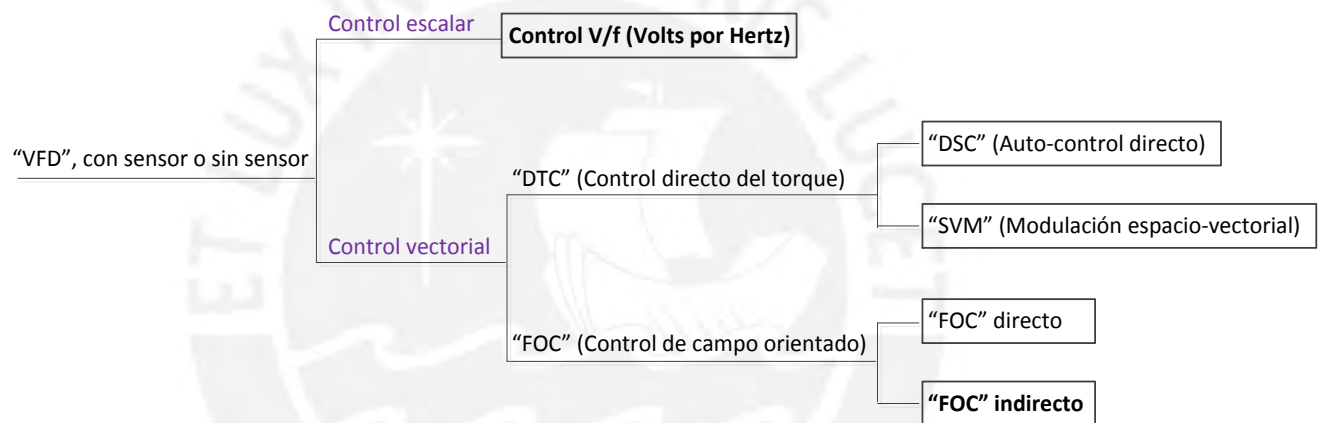


Fig. 1.1 Principales métodos de control de variadores de frecuencia. [13]

La selección del tipo de control óptimo para un motor asíncrono depende principalmente de la carga al que va a estar sometido y del tipo de operación en la que se desea que trabaje. En esta tesis nos centramos en 2 tipos de control:

- Control escalar (“V/f constante”).
- Control Vectorial (por orientación indirecta del flujo del rotor).

Las cargas son clasificadas según su característica de torque en función de la velocidad (llamado “torque resistente”). La Tabla 1.1 resume las cargas más comunes y sus respectivos comportamientos (referente al torque resistente). [16]

Tabla 1.1 Clasificación de las cargas respecto al comportamiento del torque.

Torque constante: (T/w constante)	Trefiladoras, compresores reciprocantes, bandas transportadoras, grúas ascensores, prensas de imprenta.
Torque lineal: (T/w lineal)	Prensas, calandras, mezcladoras/agitadoras, bombas de desplazamiento positivo, calandrias, extrusoras.
Torque cuadrático: (T/w cuadrática)	Bombas centrífugas, ventiladores y compresores.
Torque hiperbólico: (T/w hiperbólico)	Máquinas desembobinadoras
Torque indefinido:	Mesas alimentadoras
Torque Inverso (potencia constante)	Máquinas de corte, tornos, taladros, sierras eléctricas, molinos, etc.

Para entender las características básicas de ambos métodos de control de velocidad, en la Tabla 1.2 se resumen las características del control escalar, y en la Tabla 1.3, se resumen las características del control vectorial.

Tabla 1.2 Ventajas y desventajas del control escalar [4]

Ventajas del control escalar		(Sí/No)
1.	Posibilidad de control sin sensores.	Sí
2.	Algoritmo sencillo.	Sí
Desventajas del control escalar		(Sí/No)
4.	Alta precisión a bajas velocidades.	No
5.	Flexible a cambio de parámetros del motor.	No
6.	Baja distorsión armónica.	No

Tabla 1.3 Ventajas y desventajas del control vectorial indirecto.

Ventajas del control vectorial indirecto		(Sí/No)
1.	Posibilidad de control sin sensores.	Sí
2.	Alta precisión a bajas velocidades.	Sí
3.	Baja distorsión armónica.	Sí
Desventajas del control vectorial indirecto		(Sí/No)
4.	Algoritmo sencillo.	No
5.	Flexible a cambio de parámetros del motor.	No

1.2 Principio del Control Escalar

Los tipos de control predecesores al control escalar, se explican en los Anexos 5.6 y 5.7 el control del voltaje y el control de la frecuencia, en los cuales se basa el control escalar. El control voltaje/frecuencia (V/f) también conocido como control escalar, tiene una gran aceptación en la industria, principalmente en accionamientos eléctricos en lazo abierto, sin embargo, en aplicaciones en lazo cerrado requiere una atención especial.

El voltaje aplicado a las terminales del estator disminuye proporcionalmente con la disminución de su frecuencia para obtener una operación adecuada. Este proceso se llama degradación (conocido como “derating” en inglés). Si esto no se realiza, se saturará el acero del núcleo del motor y fluirán corrientes de magnetización excesivas en la máquina, como ocurriría en el control por frecuencia. [4]

Cuando se desea operar el motor en condiciones nominales a velocidades inferiores a la velocidad base del motor es necesario reducir el voltaje aplicado a las terminales del estator pero manteniendo siempre la relación $V/f = \text{cte}$. Para entender esto, recuérdese que el flujo en el núcleo de un motor de inducción se puede encontrar aplicando la ley de Faraday:

Si se aplica un voltaje por fase de $v_s(t) = V_{s(\max)} \sin(\omega t)$ al estator, entonces el flujo resultante producido por cada fase del estator:

$$\phi_s(t) = -\frac{V_{s\max}}{\omega \cdot N_p} \cos(\omega t) , \text{ en donde se observa que:}$$

$$\phi_{s\max} = \frac{V_{s\max}}{\omega \cdot N_s} \quad \text{ec. (1.2)}$$

N_s : Número de vueltas en cada fase del estator.

Entonces, cuando el voltaje aplicado a un motor de inducción varía linealmente con la frecuencia por debajo de la velocidad base, el flujo en el motor permanece constante. A

frecuencias mayores de la velocidad base no se puede mantener el flujo constante debido a que se debe evitar que exceda su voltaje nominal. [1], [4]

La Fig. 1.2 muestra una familia de curvas características par-velocidad del motor de inducción para velocidades menores que la velocidad base suponiendo que la magnitud del voltaje del estator varía linealmente con la frecuencia.

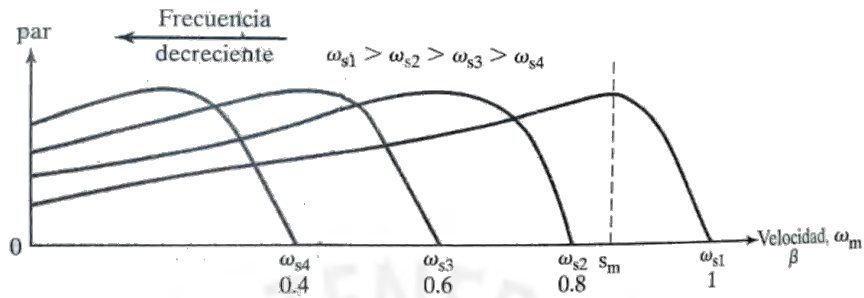


Fig. 1.2 Características Par-velocidad con control por relación Volts/Hertz. [3]

Del modelo en estado estable del motor de inducción (anexo 5.3), tenemos que el par máximo en cualquier otra frecuencia de alimentación viene dado por:

$$T_{\max} = \frac{3}{2\omega_b(X_s + X_r')} \left(\frac{V_a}{\beta} \right)^2 \quad \text{ec. (1.3)}$$

En donde, como se explica en el Anexo 5.3 :

$\beta = \omega_{snc} / \omega_b$, ω_{snc} : velocidad síncrona en cualquier otra frecuencia.

ω_b : Velocidad síncrona del motor en condiciones nominales (velocidad base)

La ec. (1.3) indica que si se mantiene V/f constante, también el torque máximo se mantiene constante, pues depende de la frecuencia del motor, como se observa en la Fig. 1.2. Si se mantiene constante la relación V/f se dice que opera en zona de par constante. Sin embargo, a una baja frecuencia se reduce el flujo en el entrehierro, por la reducción de la impedancia del estator, que trae como consecuencia la necesidad de aumentar el voltaje para mantener el valor del torque, este voltaje adicional es denominado voltaje “boost”, (como se puede apreciar en la curva V-f de la Fig. 1.3). [4]

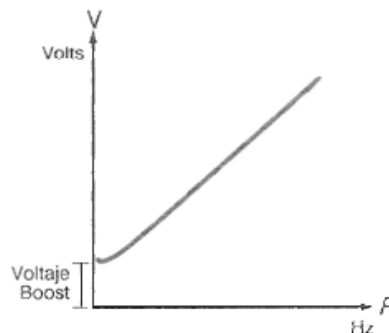


Fig. 1.3 Variación requerida de voltaje/frecuencia para mantener una zona de par constante. [4]

La relación entre voltaje y frecuencia se puede mantener constante excepto a bajas velocidades, donde se presenta caída significativa de voltaje, lo que ocasiona que el torque entregado por el motor sea muy inferior al nominal, debido a que se genera un flujo magnético muy débil. Esta no linealidad entre V y f se debe a la necesaria compensación de la caída de voltaje en la resistencia del estator. Esta compensación depende de la carga y del valor de la resistencia R_s , por lo que se puede determinar la magnitud de dicho voltaje. [4]

Cuando la frecuencia eléctrica aplicada al estator excede la frecuencia nominal del motor, el voltaje del estator se mantiene constante en su valor nominal (para que no exceda la potencia nominal), entonces el motor trabajará en la zona de control de la frecuencia. *Cuanto mayor sea la frecuencia de alimentación sobre la velocidad base, menor será el flujo resultante producido por el estator y disminuye también el par máximo (debilitamiento de campo).*

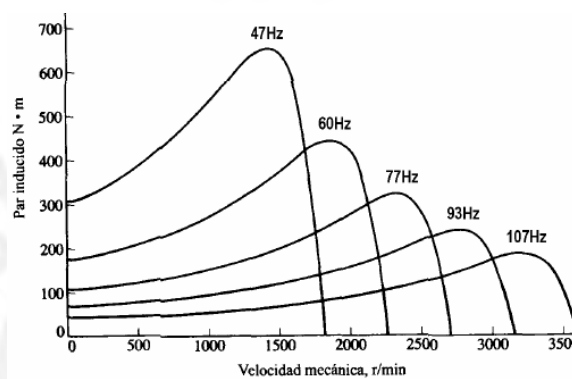


Fig. 1.4 Curvas par-velocidad para velocidades mayores de la velocidad base (V cte.). [15]

La Fig. 1.4 muestra una familia de curvas características del motor de inducción a velocidades por encima de la nominal si el voltaje del estator se mantiene constante. [15]

La Fig. 1.5 se muestra la torque-velocidad para distintas frecuencias de alimentación aplicando control escalar, la primera zona $V/f=cte$ para frecuencias hasta 60 Hz., y la segunda zona $V=cte$ para frecuencias mayores.

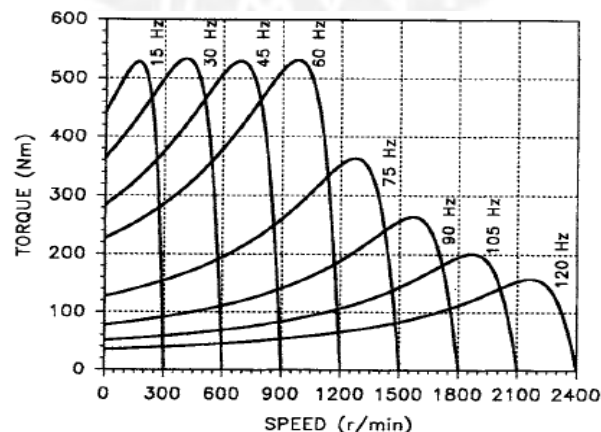


Fig. 1.5 Curva característica de un motor de inducción de 6 polos con control escalar. [8]

El control escalar ofrece ventajas como es la opción de trabajar en lazo abierto (sin sensor de velocidad); y como desventaja que el par y el flujo no son directamente controladas. Este control, en lugar de basarse en una frecuencia y un voltaje de referencia, genera valores de voltajes fijos a cualquier frecuencia de salida, para eso opera un modulador de ancho de pulso (PWM). A pesar de su arreglo simple, lamentablemente, provee una precisión limitada en la velocidad y una pobre respuesta del par generado a bajas revoluciones [4].

En la Fig. 1.6 se muestran dos arreglos posibles de circuito para obtener voltaje y frecuencia variable (arreglos básicos en lazo abierto).

En la Fig. 1.6(a), el voltaje permanece constante y se aplican técnicas de PWM para variar tanto el voltaje como la frecuencia dentro del inversor. Debido al uso de los diodos rectificadores, no es posible la regeneración y el inversor generaría armónicos hacia la fuente de alimentación del motor (V_{ac}).

En la Fig. 1.6(b), el convertidor dc-dc (chopper) varía el voltaje de dc al inversor y sería el inversor quien controla la frecuencia. Debido al uso del convertidor chopper, se reduce la inyección de armónicos hacia la fuente de alimentación del motor (V_{ac}).

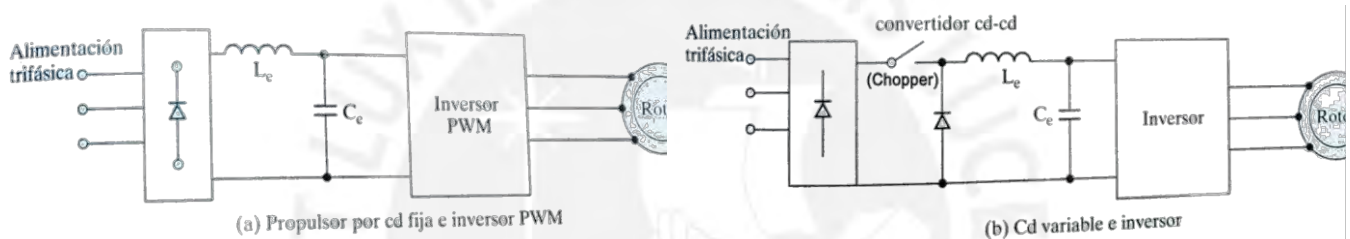


Fig. 1.6 Dos posibles esquemas para obtener voltaje y frecuencia variable (lazo abierto). [3]

Con respecto al comportamiento dinámico, lo que se obtiene con un control V/f, además de la regulación de la velocidad, es un tiempo menor de estabilización de la velocidad y oscilaciones del torque en menor proporción comparado con el arranque directo del motor.

Otra desventaja del método V/f es que este control está diseñado para ser usado en estado permanente y no controla de forma eficiente los transitorios, además, posee poca precisión.

1.3 Tecnología aplicada al Control Escalar

1.3.1 Empleo del inversor fuente de voltaje

En la Fig. 1.7 se muestra el diagrama del circuito de potencia del inversor fuente de voltaje (VSI), el circuito tiene tipología en puente, con tres ramas (fases), cada una consiste en dos conmutadores semiconductores de potencia y dos diodos que sirven para proteger a los semiconductores cuando el motor gira a "rueda libre". En el caso mostrado, el inversor se alimenta desde un rectificador no controlado basado en diodos, mediante un enlace d.c ("d.c link"), el cual contiene un filtro inductivo-capacitivo (LC). Este circuito representa un arreglo estándar, pero cabe mencionar que solo permite flujo de potencia positivo, es decir, no puede regresar corriente a la red de alimentación (no es posible la "regeneración"). Los diodos provisionan caminos adicionales para las corrientes "a.c." suministrados a al estator

cuando no se puede permitir que fluya corriente a través de los conmutadores que están abiertos. La configuración que vemos en la Fig. 1.7 está catalogada como un convertidor AC-AC con paso intermedio por corriente continua entre las dos tensiones de alterna.

El tipo de semiconductor conmutador usado en el inversor depende de la potencia que debe entregar el inversor, de la frecuencia de conmutación, y de los requerimientos de funcionamiento. Entre los más usados están los semiconductores el tiristor SCR, el tiristor GTO, el transistor BJT, el transistor MOSFET, y el transistor bipolar IGBT, siendo este último el más usado en aplicaciones de media potencia en los últimos tiempos.

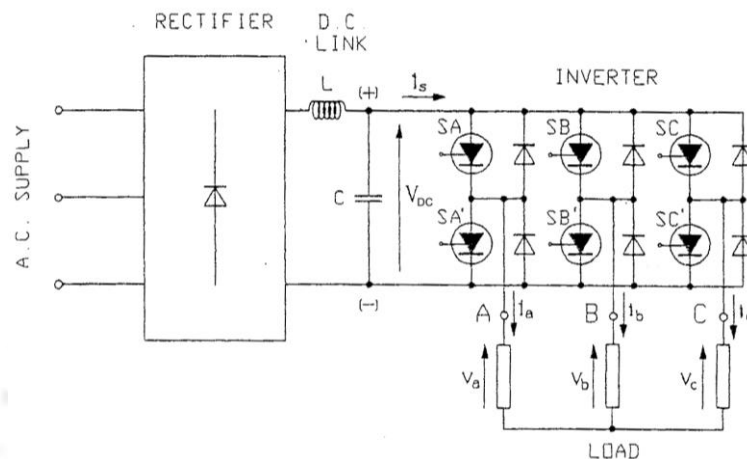


Fig. 1.7 Convertidor AC-AC trifásico fuente de voltaje (rectificador + filtro + inversor). [1]

Se puede utilizar un inversor de seis pasos para esta aplicación si la entrada de continua es ajustable. En la configuración de la Fig. 1.8 se genera una tensión continua ajustable a partir de un rectificador controlado, y un inversor produce una tensión alterna a la frecuencia deseada. Si el generador de continua no es controlable, se puede insertar un convertidor dc a dc entre el generador dc y el inversor.

El inversor PWM resulta útil en las aplicaciones con relación V/f constante, ya que la amplitud de la tensión de salida se puede ajustar cambiando el índice de modulación de amplitud m_a . La entrada de continua del inversor puede provenir en este caso de una fuente no controlada (como en la Fig. 1.7).

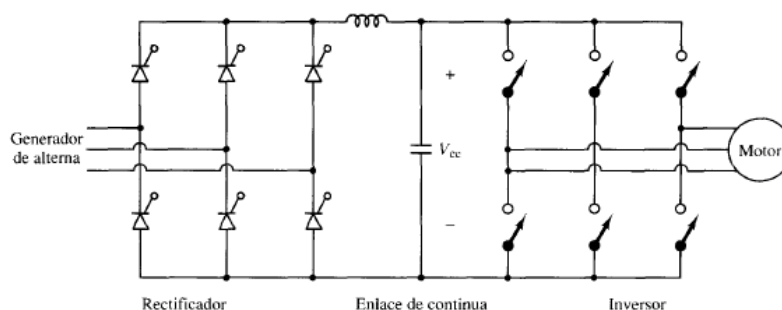


Fig. 1.8 Convertidor AC-AC mediante corriente continua intermedia. [14]

Para lograr controlar la relación voltaje/frecuencia se puede emplear un esquema de control en lazo abierto con boques de control para realizar los disparos en el inversor, y poder generar las señales de referencia de voltaje y de frecuencia. Después de tener las señales de referencia se requiere de una estrategia de modulación del ancho de los pulsos, que permite tener las señales que se inyectan al motor.

Como se puede ver en la Fig. 1.9, el esquema se centra en el control del inversor por lo que es muy importante entender el funcionamiento del inversor.

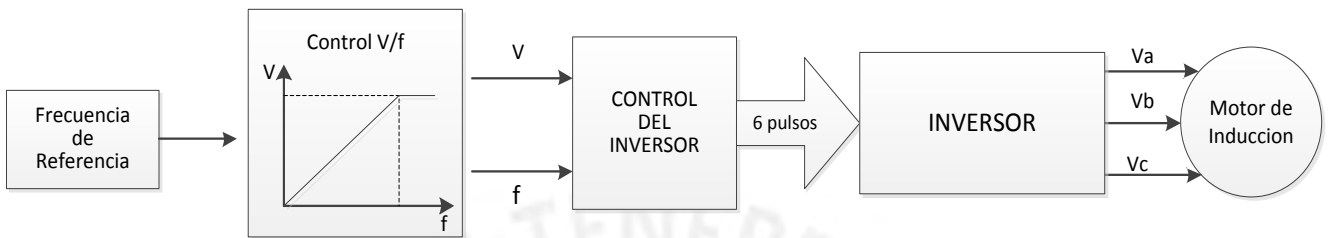


Fig. 1.9 Esquema de control escalar (V/f), usando una estrategia PWM. [4]

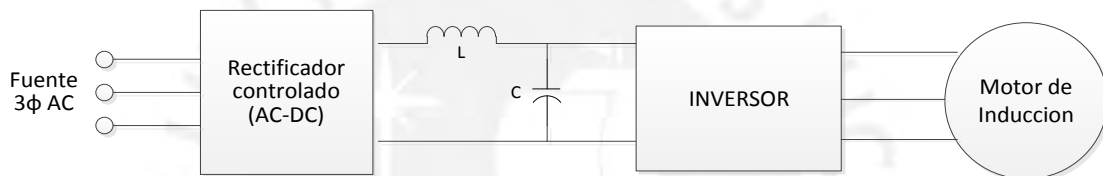


Fig. 1.10 Rectificador controlado - Filtro - Inversor. [4]

De esta forma y variando los parámetros de voltaje y frecuencia, se puede controlar la velocidad del motor mediante el control escalar.

La topología completa de un convertidor se muestra en la figura Fig. 1.11 en donde el rectificador no controlado (emplea diodos) proporciona un voltaje constante dc, al cual se le elimina el rizado empleando un filtro a su salida, cuyo voltaje es entrada al inversor.

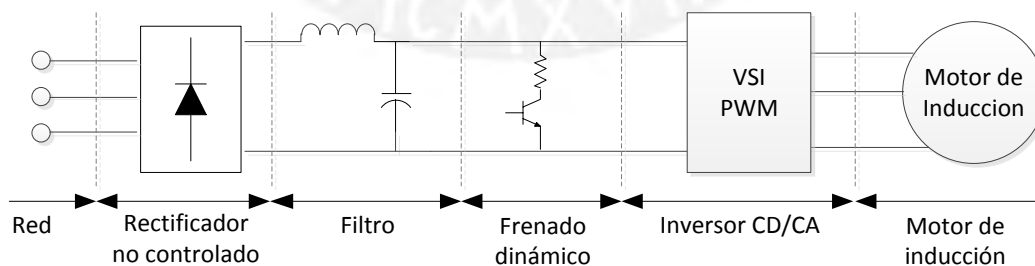


Fig. 1.11 Convertidor de voltaje con salida de inversor de voltaje PWM. [4]

Dos ventajas fundamentales se deducen del empleo de esta tecnología, por una parte el factor de potencia desde el lado de la red se mejora considerablemente (prácticamente es uno) y por otra parte, se tiene la posibilidad de frenado dinámico mediante disipación de energía a través de las resistencias de frenado.

En la Fig. 1.11 se muestra la resistencia de frenado con un interruptor estático que la gobierna, que es activado cuando se tiene un incremento en el voltaje de las terminales del capacitor debido a que la maquina cambió de régimen de motor a generador.

Para controlar la magnitud y la frecuencia del voltaje se puede utilizar la técnica de modulación de ancho de pulso (PWM); o la técnica de seis-pasos para controlar la frecuencia del voltaje, en donde la magnitud de salida es fija. Sin embargo este método no presenta todas las ventajas que la industria demanda, las cuales son: flexibilidad al cambio de parámetros, control en toda la gama de velocidades, ahorro de energía, poca distorsión armónica y facilidad de manejo. [4]

1.3.2 Inversor con modulación por ancho de pulso de vector espacial (SV-PWM)

Numerosas técnicas PWM han sido desarrolladas e implementadas en los inversores (Se explican los métodos de modulación clásicos. En el anexo 5.9 se describe la técnica de seis pasos; y en el anexo 5.10, la técnica PWM senoidal). Sin embargo, la modulación por ancho de pulso de vector espacial (SV-PWM o solo SVM por sus siglas en inglés) es una de las técnicas de modulación PWM más novedosas y con mayores ventajas.

Este método está basado en el concepto de vectores espaciales de los voltajes del inversor. Los vectores espaciales de los voltajes línea-neutro son mostrados en la Fig. 1.12, junto con un vector de referencia arbitrario (voltaje v^*), a ser generado por el inversor.

Notar que en adición a los 6 vectores no nulos del inversor, producidos del estado v_1 al v_6 también existen dos vectores nulos v_0 y v_7 . Claramente, solo se pueden ejecutar en la práctica los vectores v_0 al v_7 , denominados “vectores base”. Por eso, el vector v^* representa un “promedio” en lugar de un valor instantáneo, promedio tomado de un período del denominado “intervalo de conmutación o muestreo” (área sombreada en la Fig. 1.12), que en la práctica constituye una pequeña fracción del ciclo de la frecuencia de salida [1].

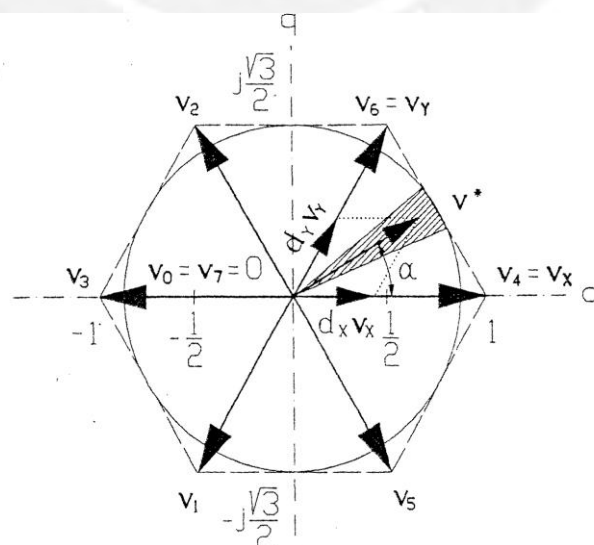


Fig. 1.12 Representación de la modulación por ancho de pulso de vector espacial (SV-PWM). [1]

Los vectores base dividen el ciclo en seis sectores de 60° de ancho. El voltaje deseado v , puede ser sintetizado como una combinación lineal de los dos vectores base adyacentes, v_X y v_Y (los cuales enmarcan el sector) y uno de los dos vectores nulos:

$$v^* = d_X v_X + d_Y v_Y + d_Z v_Z \quad \text{ec. (1.4)}$$

Donde v_Z es el vector nulo, mientras que d_X , d_Y y d_Z denotan los denominados “porcentaje de trabajo” de los estados X, Y y Z dentro del intervalo de conmutación. El porcentaje de trabajo del estado está definido por la razón de la duración del estado entre la duración del intervalo de conmutación. Por lo tanto,

$$d_X + d_Y + d_Z = 1 \quad \text{ec. (1.5)}$$

Para evitar armónicos de voltaje de bajo orden, resultado de la forma hexagonal de la envolvente, la ubicación de los vectores sintetizados se encuentra limitado en la práctica por el círculo inscrito en el hexágono envolvente, también mostrado en la Fig. 1.12. En consecuencia, el voltaje máximo disponible del voltaje resultante es:

$$v_{\max}^{\text{vector}} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc} \quad \text{ec. (1.6)}$$

Para obtener el máximo valor rms disponible del voltaje fundamental línea a neutro, este valor debe ser dividido entre $\sqrt{3}$ (ver la ec. (5.43)), entonces resulta $\frac{1}{\sqrt{3}}$, por lo tanto, el voltaje máximo disponible línea a línea es:

$$v_{\text{rms-max}}^{L-L} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \quad \text{ec. (1.7)}$$

Comparando este valor con el del método de seis-pasos (anexo 5.9), se demuestra que el modo SV-PWM resulta en una reducción de -9.4% en el coeficiente de conversión de voltaje d.c a voltaje “a.c.” Además, asumiendo que el inversor es alimentado desde un rectificador de seis pulsos, el cual implica una fuente de voltaje “d.c.” al inversor, igual a $\sqrt{3}/\pi$ del voltaje rms línea a línea que alimenta al rectificador. El coeficiente máximo total de conversión de voltaje de la combinación rectificador-inversor es $3/\pi$ (cerca de la unidad). Con respecto al vector de la Fig. 1.12, la ec. (1.4) puede ser reescrita:

$$v^* = M \cdot V_{\max} e^{j\alpha} \quad \text{ec. (1.8)}$$

En donde M es el denominado índice de modulación, o el coeficiente de magnitud de control, ajustable en el rango de 0 a 1, α denota la posición angular del vector dentro del sector, es decir, la distancia angular entre los vectores v_X y v_Y . Para este caso:

$$v^* = d_X v_4 + d_Y v_6 + d_Z v_Z$$

Como se puede apreciar en la Fig. 1.12, $v_X = v_4 = 1 + j \cdot 0$ p.u., $v_Y = v_6 = \frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2}$ p.u., y v_Z es cero. Además, según lo indicado, $v_{\max}^{\text{vector}} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc}$ p.u. Sustituyendo estos valores en la ec. (1.8) y resolviendo los vectores en componentes d y q, se obtiene lo siguiente:

$$\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos(\alpha) = d_X + \frac{1}{2} d_Y \quad , \quad \frac{\sqrt{3}}{2} M \sin(\alpha) = \frac{\sqrt{3}}{2} d_Y$$

Resolviendo estas ecuaciones para d_X y d_Y , resulta: [1]

$$d_X = M \sin(60^\circ - \alpha) \quad \text{ec. (1.9)}$$

$$d_Y = M \sin(\alpha) \quad \text{ec. (1.10)}$$

$$d_Z = 1 - d_X - d_Y \quad \text{ec. (1.11)}$$

Las formulas simples ec. (1.9) a la ec. (1.11) permiten que los “porcentajes de trabajo” de los estados lógicos consecutivos de un inversor sean calculados en tiempo real por un microprocesador. De una manera análoga a la del modo de operación de seis-pasos, el inversor funciona como un contador en anillo secuencial y temporizado. Debido a la libertad de elección de los estados del vector cero, varias secuencias de estado pueden ser forzados en un sector dado. Particularmente se obtiene una operación eficiente del inversor cuando las secuencias de estados en los intervalos de conmutación consecutivos son [1]:

$$|X - Y - Z|Z - Y - X| \dots$$

En donde $Z=0$ en los sectores $v_6 - v_2$, $v_3 - v_1$ y $v_5 - v_4$, y $Z=7$ en los sectores restantes.

La técnica de modulación SV-PWM está caracterizada por tener una frecuencia de conmutación mucho mayor que la frecuencia de salida. En general, cuanto más grande sea el coeficiente de la frecuencia de conmutación sobre la frecuencia de salida, mayor será la calidad de las corrientes de salida obtenidas. Sin embargo, las altas frecuencias de conmutación originan proporcionalmente altas pérdidas por conmutación de los semiconductores del inversor. Por lo tanto, la frecuencia de conmutación debe representar una compensación razonable entre la calidad de las formas de onda de la corriente y la eficiencia del inversor. En la mayoría de inversores SV-PWM, la frecuencia de conmutación está limitado a unos pocos kilohertz (kHz). [1]

Por ejemplo, para $M=0.75$, el ancho del intervalo de muestreo es 20° , por consiguiente, hay $N=18$ intervalos por ciclo de frecuencia del voltaje de salida. A pesar de esto, el número de pulsos por fase, N_p es solo 7, es decir, $N_p=N/3 + 1$ por fase. Debido a que N_p representa el coeficiente de la frecuencia de conmutación sobre la frecuencia de salida, un bajo valor de N_p resulta en bajas pérdidas por conmutación. En contraste, muchas otras técnicas PWM producen mucho más N pulsos por fase con corrientes de salida con un poco más calidad, pero con mucho más perdidas por conmutación en el inversor.

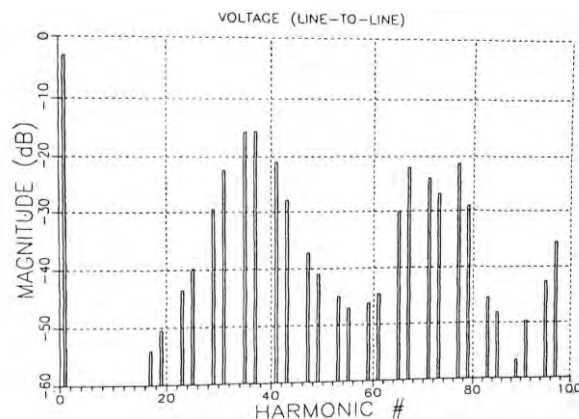


Fig. 1.13 Espectro armónico del voltaje línea a línea de un inversor con la técnica SV-PWM. [1]

El espectro armónico del voltaje línea a línea de un inversor fuente de voltaje SV-PWM, para $M=1$ y $N=72$ ($N_p=25$), se muestra en la Fig. 1.13. En comparación con el espectro del método de seis pasos, la componente fundamental es un poco menor, y los armónicos superior son significativamente distintos. El armónico más inferior con una amplitud mayor a 0.001 p.u. es el 17vo, y distintos grupos de armónicos prominentes aparecen alrededor de los múltiplos de $N/2$, es decir, 36, 72, etc. Claramente, tal espectro es favorable desde el punto de vista de la calidad de las corrientes de salida, y un incremento adicional de la frecuencia de conmutación, si es factible, podría conducir a la producción de corrientes sinusoidales casi “libre de armónicos” [1].

En resumen, como lo muestra la Fig. 1.12, se tiene un “vector voltaje de fase” (v^*) que será modulada de acuerdo a una amplitud requerida y una velocidad angular requerida. En esta tesis, para el control escalar, el vector v^* girará a una velocidad que dependerá de la frecuencia eléctrica que se desee generar desde el inversor y con una amplitud calculada por el algoritmo del controlador escalar (V/f constante).

1.3.3 Control de velocidad en Lazo Cerrado utilizando el control V/f

En el control escalar también se puede implementar en lazo cerrado, el cual mejora la respuesta dinámica y se obtiene un control más preciso del torque y velocidad del motor.

En la Fig. 1.14 se muestra una propuesta de control de velocidad en lazo cerrado para un motor de inducción usando el esquema V/f.

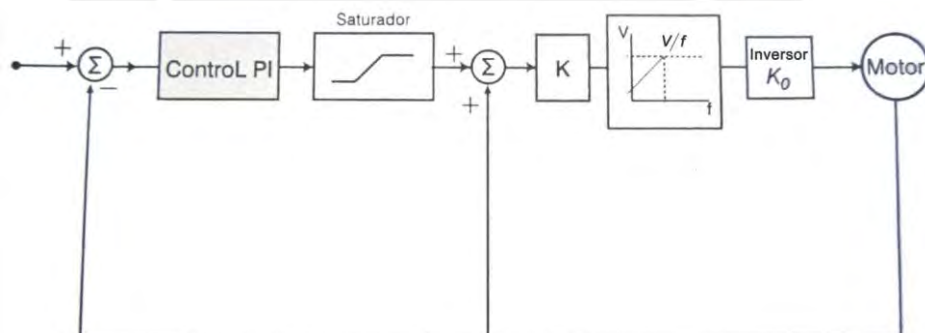


Fig. 1.14 Esquema de Control en lazo cerrado. [4]

Este control busca que la velocidad del rotor se mantenga constante (igual a una velocidad de referencia) sin importar las variaciones que pueda sufrir la carga. Está comprobado que este control escalar en lazo cerrado responde adecuadamente a la velocidad de “set-point” en vacío y con carga, pero tiene problemas a bajas velocidades debido a la compensación de voltaje (voltaje “boost”, explicado en la sección 1.2).

En el esquema V/f se recibe la velocidad de referencia, y es comparada con la velocidad actual del rotor del motor. El error se hace pasar por un controlador proporcional integral (PI). El siguiente bloque es una saturación que limita los valores de salida PI, el limitador

asegura que el comando de velocidad de deslizamiento esté dentro de los valores permitidos para la velocidad de deslizamiento en el motor de inducción. Este comando es sumado a la velocidad del rotor para obtener el comando de la frecuencia síncrona.

La salida del bloque de saturación es la velocidad de deslizamiento (controlado), que se suma a la velocidad obtenida desde el sensor de velocidad para obtener la velocidad síncrona de control correspondiente. Se emplea una ganancia que relaciona las rev/min con los Hertz en forma de voltaje. De esta forma, se tiene en la entrada la frecuencia síncrona al esquema V/f que determina automáticamente el valor de voltaje necesario para mantener el flujo en el entrehierro constante y envía los datos de frecuencia de alimentación y voltaje al inversor, que mediante la técnica PWM senoidal (explicado en el anexo 5.10), determina la frecuencia de conmutación de los semiconductores de potencia.

El inversor se puede conectar directamente al motor pero también se puede poner un filtro antes si se requiere obtener la onda de voltaje más sinusoidal pura y por lo tanto con menos armónicos.

Con la implementación de este esquema, en la figura Fig. 1.15 se muestra la forma de onda del voltaje de línea y corriente a la salida del inversor para una velocidad de 300rpm. Se observa que la forma de corriente no es sinusoidal pura, pero a esta velocidad el motor puede filtrar gran parte de la distorsión armónica. [4]

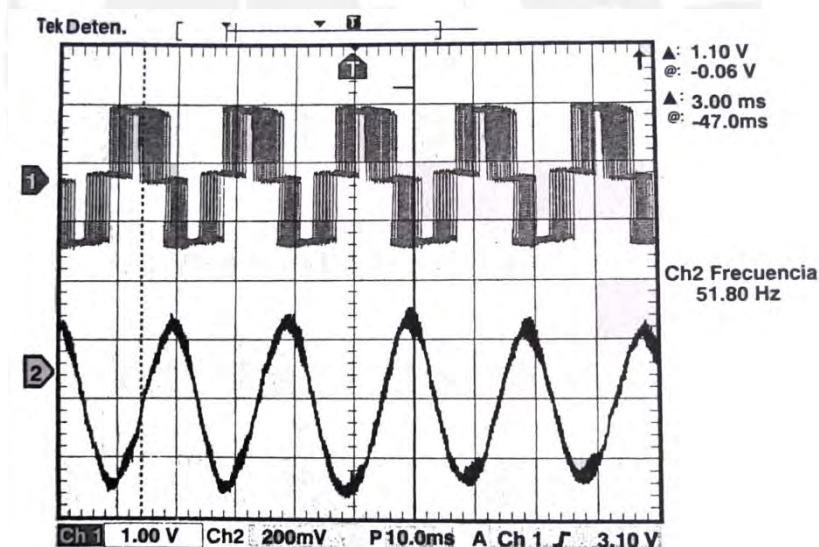


Fig. 1.15 Formas de onda de voltaje y corriente de línea a 300rpm. [4]

1.4 Principio del Control Vectorial

1.4.1 Introducción

En algunas aplicaciones, el motor no solo debe acelerar, invertir su giro, parar y arrancar, sino que debe hacerlo rápidamente, mientras responde a torques de carga que pueden cambiar sin advertencia, todo en cuestión de milisegundos. Bajo tales condiciones, el comportamiento del motor solo puede ser descrito por ecuaciones especiales que son mucho más complejas que el circuito eléctrico equivalente conocido del motor de inducción, que en realidad solo describe el comportamiento del motor en estado estable.

Durante tales condiciones transitorias los voltajes y corrientes ya no son sinusoidales, y más aún porque las formas de onda generadas por el procesador cambian rápidamente. Durante estos periodos de transición, el flujo debe mantenerse tanto en magnitud como en dirección a fin de desarrollar el torque requerido.

Es la rápida conmutación de los IGBT's operando a frecuencias portadoras de muchos kHz, conjuntamente con procesadores de alta velocidad, lo que hace posible este tipo de control dinámico en el denominado "control vectorial". Obviamente, el control vectorial no es necesario para cargas en donde no se requiere cambios rápidos de velocidad, tampoco para manejar cargas de alta-inercia que inherentemente toman un tiempo considerable para cambiar la velocidad. En efecto, la inercia juega un rol importante en el ajuste de todos los variadores de velocidad.

Los métodos de control que se han descrito hasta ahora permiten tener un funcionamiento satisfactorio en estado permanente, pero su respuesta dinámica es mala. Un motor de inducción implica múltiples variables no lineales, así como características muy acopladas. El método de control vectorial, que también es llamado "**control por campo orientado**" ("**F.O.C.**" por sus siglas en inglés), permite controlar un motor de inducción, tipo jaula, con alto rendimiento dinámico, comparable a la característica de un motor dc. El método "FOC" desacopla los dos componentes de la corriente en el estator: uno que proporciona el flujo en el entrehierro y el otro que produce el torque, de esta manera proporciona un control independiente del flujo y del torque, y se linealiza las características de control.

Con un control vectorial, un motor de inducción puede funcionar como un motor de dc con excitación separada. En un motor dc, el torque desarrollado es:

$$T_{motorDC} = K_t \cdot I_a \cdot I_f \quad \text{ec. (1.12)}$$

Donde I_a es la corriente en la armadura e I_f es la corriente de campo. La construcción de una maquina dc es tal que al flujo de enlace de la armadura, ϕ_a , producido por I_a (componente del par) es perpendicular al flujo de enlace del campo ϕ_f producido por I_f (componente del campo). Estos vectores de flujo que son estacionarios en el espacio, es decir, son de naturaleza desacoplada. En consecuencia, un motor dc tiene una respuesta transitoria rápida; por lo contrario, un motor de inducción no puede responder tan rápido debido al problema inherente de acoplamiento.

A pesar de esto, un motor de inducción puede presentar la curva característica equivalente al de una maquina dc, si se controla en un marco rotatorio en forma síncrona ($d^e - q^e$), de forma que las variables sinusoidales de la maquina aparezcan como cantidades continuas en el estado permanente.

En la Fig. 1.16 se muestra el motor de inducción, el inversor y el control con dos variables de entrada (i_{ds}^* e i_{qs}^*). Las corrientes i_{ds} e i_{qs} son las componentes de corrientes del estator en los ejes directo y de cuadratura respectivamente, i_{ds}^* e i_{qs}^* son la componente en eje directo y en eje de cuadratura de la corriente del estator, respectivamente, en un marco de referencia en rotación síncrona.

Con referencia al motor DC, la componente i_{ds} es análoga a la corriente de campo I_f así como i_{qs} es análoga a la corriente de armadura campo I_a .

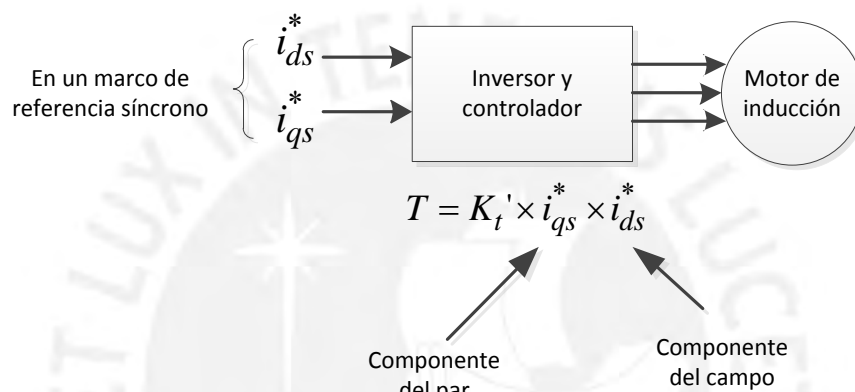


Fig. 1.16 Esquema básico del control vectorial. [3]

En el control vectorial, se usa el modelo dinámico de la máquina para diseñar el controlador, en lugar del modelo en estado estable (en el cual están basados los controles escalares). Para esto, el controlador necesita saber la velocidad del rotor (en el método indirecto) o el flujo del entrehierro de forma precisa (en el método directo), usando sensores. Este último método no es práctico por los requerimientos de colocar sensores de flujo en el entrehierro. El método indirecto, el cual está siendo aceptado ampliamente en los años recientes, requiere ser ajustado al motor a controlar, esto se debe a que el controlador también necesita saber algunos parámetros del motor, que puede variar continuamente de acuerdo con las condiciones de operación.

Las corrientes en el estator se convierten en un marco de referencia ficticio, que gira en forma síncrona y alineado con el vector flujo del rotor, y se vuelven a transformar en el marco del estator, antes de retroalimentarlas a la máquina. Las dos componentes son: i_{ds} en el eje d, análoga a la corriente de campo en el motor dc, e i_{qs} en el eje q, análoga a la corriente de armadura. El marco de referencia se alinea a lo largo del eje del vector de flujo de enlace del rotor.

Los accionamientos tradicionales de motores de inducción con inversores de voltaje o de corriente utilizan en gran medida métodos escalares de control, donde las variables a

controlar tienen valores escalares y pueden ser voltajes, corrientes, frecuencias, velocidades, flujos magnéticos, par electromagnético, etc.

Estas variables tienen un efecto de acoplamiento entre ellas, tales como el flujo magnético y el torque desarrollado por el motor de inducción que están acoplados. Esto es la causa fundamental que había imposibilitado la utilización de este tipo de maquina en accionamientos eléctricos de altos desempeños.

Mediante este método se logra desacoplar el par y el flujo magnético de la máquina, obteniéndose un comportamiento dinámico semejante al de la máquina de corriente directa.

Los métodos de control por campo orientado se pueden aplicar a máquinas de inducción y maquinas síncronas. En general, el control vectorial se divide en dos grandes métodos:

- Método directo, desarrollado por F. Blaschke.
- Métodos indirecto, desarrollado por K. Hass.

La diferencia básica entre estos métodos es la forma en que se genera el vector unitario, utilizado en la orientación del flujo de campo magnético. [4]

1.4.2 Ecuaciones del motor en el modelo dinámico en el marco de referencia del estator

Para entender este modelo dinámico del motor, es necesario entender lo planteado en el anexo 5.11, los vectores espaciales en referencia del estator).

Usando notación vectorial, ya sea en el devanado del estator o del rotor puede ser representado por un circuito resistivo-inductivo, usando vectores espaciales de corriente, voltaje o flujo. Esto se ilustra en la Fig. 1.17, el cual usa la ley de Faraday para determinar el vector electromotriz inducido en una inductancia por un vector flujo variante λ .

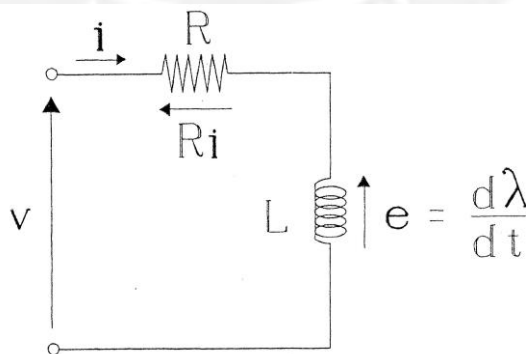


Fig. 1.17 Circuito equivalente resistivo inductivo del bobinado del estator o rotor. [1]

Empleando la versión vectorial de la ley de Kirchhoff, la ecuación del devanado del estator puede ser escrito como:

$$\vec{v}_s^s = R_s \vec{i}_s^s + \frac{\partial \vec{\lambda}_s^s}{\partial t} \quad \text{ec. (1.13)}$$

Y la del devanado del rotor:

$$\vec{v}_r^r = R_r \vec{i}_r^r + \frac{\partial \vec{\lambda}_r^r}{\partial t} \quad \text{ec. (1.14)}$$

Donde R_s y R_r son las resistencias reales por fase del estator y del rotor respectivamente.

Estas dos ecuaciones se convierten al marco de referencia del estator, entonces quedan reducidos a las siguientes ecuaciones:

$$\vec{v}_s^s = R_s \vec{i}_s^s + \partial \vec{\lambda}_s^s \quad \text{ec. (1.15)}$$

$$\vec{v}_r^s = R_r \vec{i}_r^s + (\partial - j\omega_o) \vec{\lambda}_r^s = 0 \quad \text{ec. (1.16)}$$

$$\vec{\lambda}_s^s = L_s \vec{i}_s^s + L_m \vec{i}_r^s \quad \text{ec. (1.17)}$$

$$\vec{\lambda}_r^s = L_m \vec{i}_s^s + L_r \vec{i}_r^s \quad \text{ec. (1.18)}$$

Donde $\partial = d/dt$ es el operador diferencial, ω_o es la velocidad del marco de referencia (o velocidad síncrona), ω_m es la velocidad del rotor, R_r es la resistencia del rotor referido al estator, y:

$$L_s = L_{ls} + L_m, \quad L_r = L_{lr} + L_m$$

Donde:

L_m inductancia mutua (magnetizante).

L_s inductancia del estator, calculado como la suma de la inductancia de fuga del estator y la inductancia mutua.

L_r inductancia del rotor, calculado como la suma de la inductancia de fuga del rotor y la inductancia mutua.

Expresados en sus componentes d y q, se tiene la ecuación de voltaje:

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \\ v_{dr}^s \\ v_{qr}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \partial L_s & 0 & \partial L_m & 0 \\ 0 & R_s + \partial L_s & 0 & \partial L_m \\ \partial L_m & \omega_o L_m & (R_r + \partial L_r) & \omega_o L_r \\ -\omega_o L_m & p L_m & -\omega_o L_r & R_r + \partial L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \\ i_{dr}^s \\ i_{qr}^s \end{bmatrix} \quad \text{ec. (1.19)}$$

O la ecuación equivalente expresado en forma de ecuación diferencial de corriente:

$$\frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \\ i_{dr}^s \\ i_{qr}^s \end{bmatrix} = \frac{1}{L_\sigma^2} \left(\begin{bmatrix} -R_s L_r & \omega_o L_m^2 & R_r L_m & \omega_o L_r L_m \\ -\omega_o L_m^2 & -R_s L_r & -\omega_o L_r L_m & R_r L_m \\ R_s L_m & -\omega_o L_s L_m & -R_r L_s & -\omega_o L_s L_r \\ \omega_o L_s L_m & R_s L_m & \omega_o L_s L_r & -R_r L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \\ i_{dr}^s \\ i_{qr}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -L_m \\ -L_m & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \\ v_{dr}^s \\ v_{qr}^s \end{bmatrix} \right) \quad \text{ec. (1.20)}$$

En donde: $L_\sigma^2 = L_r L_s - L_m^2$

Para propósitos analíticos, se puede imaginar que el vector mmf $\vec{\mathcal{F}}_s^s$ es producido por una sola bobina ficticia girando con una velocidad ω . Similarmente, los vectores del rotor pueden ser atribuidos a una sola bobina ficticia, girando a la misma velocidad, por la rotación combinada de los vectores del rotor (ec. (5.37)).

Estas bobinas ficticias que giran llevando corriente se muestra en la Fig. 1.18. en el marco de referencia del estator (d-q) en cierto instante. Se asume que ambas bobinas son de 1 sola vuelta. Los vectores de corriente \vec{i}_s^s y \vec{i}_r^s están separados espacialmente por un ángulo δ . Las líneas punteadas representa el flujo magnético Φ_{rs} producido por la bobina del estator y uniendo la bobina del rotor.

La fuerza electrodinámica F_1 generado en cada lado de la bobina del rotor es perpendicular a las líneas del flujo. El componente del torque-producido F de esta fuerza, perpendicular al radio, es:

$$F = F_1 \sin(\delta)$$

Considerando la fuerza de Lorentz:

$$F_1 = B_{rs} \cdot \ell \cdot i_r$$

B_{rs} La densidad de flujo de campo magnético, producido por la bobina del estator y uniendo la bobina del rotor.

ℓ Es la longitud del lado de la bobina sometido a este campo.

Entonces:

$$T' = 2r B_{rs} \ell i_r \sin(\delta) \quad \text{ec. (1.21)}$$

T' Torque producido por la corriente i_r en ambos lados de la bobina.

i_r El módulo del vector corriente en la bobina ficticia del rotor (ver Fig. 1.19).

Se obtiene finalmente que:

$$T' = \lambda_{rs} i_r \sin(\delta) \quad \text{ec. (1.22)}$$

El flujo de enlace λ_{rs} está dado por:

$$\lambda_{rs} = L_m i_s \quad \text{ec. (1.23)}$$

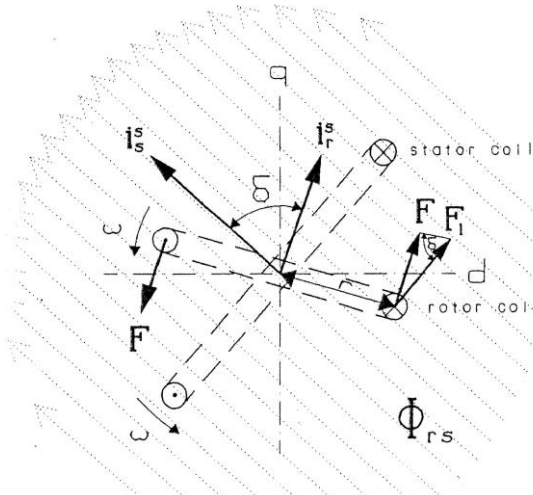


Fig. 1.18 Bobinas ficticias rotatorias del estator y del rotor. [1]

Que representa solo una parte del flujo de enlace total del rotor λ_r . La otra componente del flujo de enlace, esto es, el producido por la corriente misma del rotor, no contribuye a la generación del torque, debido al fenómeno de repulsión de dos conductores paralelos conduciendo corriente de polaridad opuesta, y no aparece ninguna componente de fuerza perpendicular al radio de la bobina. Si este no fuera el caso, el estator no sería necesario, debido a que una bobina de rotor energizada podría impulsarse por sí misma; de otra forma, no sería necesario ninguna fuente de campo magnético externa al circuito de armadura en los motores eléctricos.

Los vectores de corriente \vec{i}_s^s y \vec{i}_r^s , se muestran nuevamente en la Fig. 1.19, en donde se puede ver que:

$$\sin(\delta) = \sin(\delta_s - \delta_r) = \sin(\delta_s) \cos(\delta_r) - \cos(\delta_s) \sin(\delta_r)$$

$$\sin(\delta) = \frac{1}{i_s i_r} (i_{qs}^s i_{dr}^s - i_{ds}^s i_{qr}^s) \quad \text{ec. (1.24)}$$

Sustituyendo ec. (1.22) y ec. (1.23) en ec. (1.21), queda que:

$$T' = L_m (i_{qs}^s i_{dr}^s - i_{ds}^s i_{qr}^s) \quad \text{ec. (1.25)}$$

En este punto, la pregunta que surge es cómo el torque T de un motor real de p polos trifásico difiere de este modelo de 2 polos bifásico, analizado de forma abstracta.

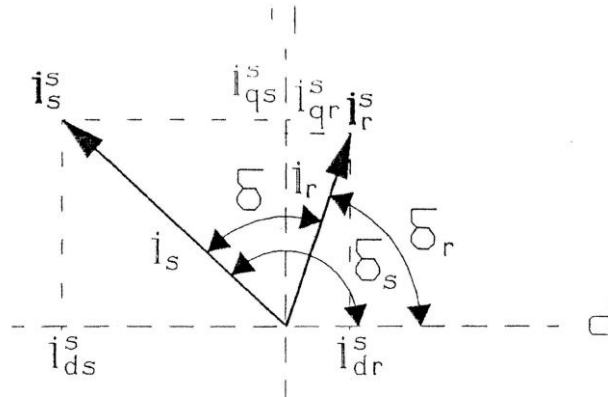


Fig. 1.19 Vectores de corriente en el marco de referencia del estator. [1]

Entonces, asumiendo que ambas máquinas tienen eficiencias y factores de potencia iguales, el torque desarrollado por el motor real trifásico de p polos es:

$$T = \frac{P}{\omega_s} = \frac{\frac{2}{3} P'}{\frac{2}{p} \omega'} = \frac{p}{3} T'$$

Entonces:

$$T = \frac{p}{3} L_m (i_{qs}^s i_{dr}^s - i_{ds}^s i_{qr}^s) \quad \text{ec. (1.26)}$$

O también:

$$T = \frac{p}{3} L_m \text{Im}(\vec{i}_s^s \vec{i}_r^{s*}) \quad \text{ec. (1.27)}$$

Las ecuaciones ec. (1.15), ec. (1.16), ec. (1.17) y ec. (1.18) describen el circuito mostrado en la Fig. 1.20.

Su estructura se asemeja al circuito equivalente por fase de un motor de inducción en estado estable, mostrado en Fig. 1.21, en donde las cantidades del motor son representadas como fasores. \hat{I}_m representa la corriente magnetizante, y s el deslizamiento del motor:

$$s = \frac{\omega_{sl}}{\omega_{snc}} \quad \text{ec. (1.28)}$$

La similitud entre el circuito equivalente dinámico basado en vectores y el circuito equivalente en estado estable basado en fasores no es coincidencia. Este último circuito representa un caso especial del anterior. Primero se explicará la relación entre las cantidades vectoriales y fasoriales.

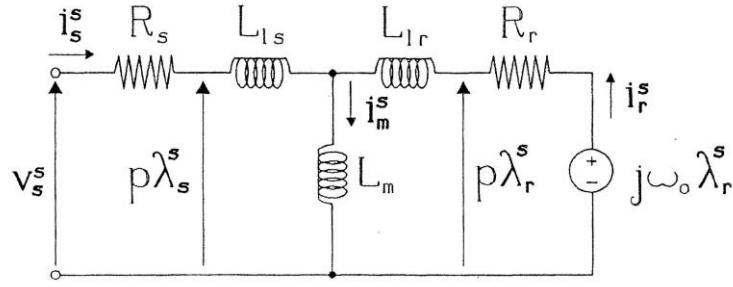


Fig. 1.20 Circuito dinámico equivalente del motor de inducción. [1]

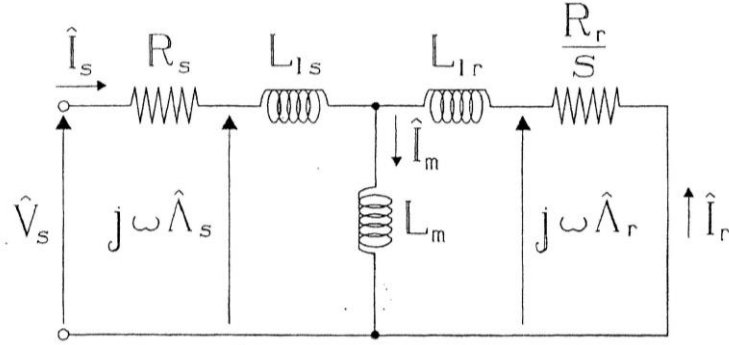


Fig. 1.21 Circuito equivalente en estado estable del motor de inducción. [1]

1.4.3 Ecuaciones del motor en el modelo dinámico en el marco de referencia de excitación

Las ecuaciones de voltaje y corriente en el marco de referencia del estator de la sección 5.11 - **Vectores espaciales en el marco de referencia del estator**, puede ser convertido fácilmente en el marco de referencia de excitación.

Se parte de la ec. (1.13), esta puede ser re-escrita como:

$$\vec{v}_s^e e^{j\omega t} = R_s \vec{i}_s^e e^{j\omega t} + \partial \vec{\lambda}_s^e e^{j\omega t}$$

Además:

$$\partial \vec{\lambda}_s^e e^{j\omega t} = \frac{\partial \vec{\lambda}_s^e}{\partial t} e^{j\omega t} + j\omega e^{j\omega t} \vec{\lambda}_s^e$$

Entonces:

$$\vec{v}_s^e = R_s \vec{i}_s^e + (\partial + j\omega) \vec{\lambda}_s^e \quad \text{ec. (1.29)}$$

Se puede ver que la ec. (1.29) podría haber sido obtenido sustituyendo a p por $(p + j\omega)$ en la ec. (1.15). Similarmente, la ec. (1.16) queda:

$$\vec{v}_R^e = R_r \vec{i}_R^e + (\partial + j\omega_r) \vec{\lambda}_R^e = 0 \quad \text{ec. (1.30)}$$

Debido a que:

$$\vec{\lambda}_s^e = L_s \vec{i}_s^e + L_m \vec{i}_R^e \quad \text{ec. (1.31)}$$

$$\vec{\lambda}_R^e = L_m \vec{i}_s^e + L_r \vec{i}_R^e \quad \text{ec. (1.32)}$$

Entonces:

$$\begin{bmatrix} \vec{v}_S^e \\ \vec{v}_R^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + (\partial + j\omega)L_s & (\partial + j\omega)L_m \\ (\partial + j\omega_r)L_m & R_r + (\partial + j\omega_r)L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{i}_S^e \\ \vec{i}_R^e \end{bmatrix} \quad \text{ec. (1.33)}$$

Que expresado en sus componentes vectoriales es:

$$\begin{bmatrix} v_{DS}^e \\ v_{QS}^e \\ v_{DR}^e \\ v_{QR}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \partial L_s & -\omega L_s & \partial L_m & -\omega_{sl} L_m \\ \omega L_s & R_s + \partial L_s & \omega_{sl} L_m & \partial L_m \\ \partial L_m & -\omega_{sl} L_m & R_r + \partial L_r & -\omega_{sl} L_r \\ \omega_{sl} L_m & \partial L_m & \omega_{sl} L_r & \partial L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{DS}^e \\ i_{QS}^e \\ i_{DR}^e \\ i_{QR}^e \end{bmatrix}$$

También el vector voltaje del rotor normalmente es asumido como cero, porque tiene el devanado del rotor en cortocircuito, esto es, $v_{DR}^e = v_{QR}^e = 0$.

La ecuación del torque en el marco de referencia de excitación es similar al del marco de referencia del estator, debido a que los términos $e^{j\omega t}$ y $e^{-j\omega t}$ se cancelan, entonces:

$$T = \frac{p}{3} L_m (i_{QS}^e i_{DR}^e - i_{DS}^e i_{QR}^e) \quad \text{ec. (1.34)}$$

$$T = \frac{p}{3} L_m \text{Im}(\vec{i}_S^e \vec{i}_R^{e*}) \quad \text{ec. (1.35)}$$

1.4.4 Principio del Control por Campo Orientado ("F.O.C")

En la presente sección se utilizará los conceptos que son explicados en los anexos:

5.11 - Vectores espaciales en el marco de referencia del estator

5.12 - Transformación de Park y de Clark

El control por campo orientado ("F.O.C") es basado en la transformación de un sistema trifásico dependiente del tiempo y de la velocidad en un sistema de dos coordenadas invariante en el tiempo. Los voltajes, corrientes y flujos trifásicos de un motor de AC pueden ser analizados, en términos de vectores espaciales complejos.

Considerando que $i_{as}(t)$, $i_{bs}(t)$, $i_{cs}(t)$ son las corrientes instantáneas en los devanados del estator, se considera que el motor es una carga trifásica balanceada y que los devanados del estator son alimentados de una fuente de voltaje trifásico balanceado, con una frecuencia ω , la suma de estas corrientes será nula, como lo expresa la ec. (5.30):

$$i_s(t) = i_{as}(t) + i_{bs}(t) + i_{cs}(t) = 0 \quad \text{ec. (1.36)}$$

Por otro lado, el vector complejo espacial de corriente del estator $\overline{i_s}$ (fuerza magnetomotriz del estator) se define como: $\overline{i_s} = i_a(t) + \alpha \cdot i_b(t) + \alpha^2 \cdot i_c(t)$

Donde $\alpha = e^{j\frac{2}{3}\pi}$ y $\alpha^2 = e^{j\frac{4}{3}\pi}$, representan los operadores espaciales.

Por lo tanto $\overline{i_s}$ se descompone en componentes trifásicas espaciales (eje-a, eje-b, eje-c):

$$\overline{i_s} = i_{eje-a} + i_{eje-b} + i_{eje-c}$$

Las componentes trifásicas espaciales del vector espacial son en realidad ejes distribuidos 120° en toda la circunferencia de giro del motor, cuyas magnitudes son las corrientes instantáneas. Esta expresión vectorial de la corriente del estator resulta en un vector de magnitud constante, pero que gira a la velocidad síncrona.

En la Fig. 1.22, se puede observar el vector espacial de la corriente del estator, y sus tres componentes espaciales (ejes: a, b y c).

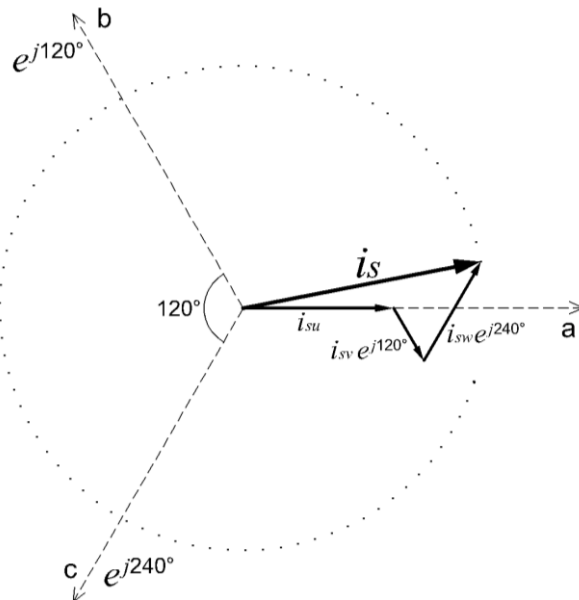


Fig. 1.22 Vector espacial de la corriente del estator. (elaboración propia)

La transformación puede dividirse en dos pasos:

(a,b,c)→(α,β): La Transformación de Clarke, cuya salida es un sistema de dos coordenadas variante en el tiempo.

(α,β)→(d,q): La Transformación de Park, cuya salida es un sistema de dos coordenadas invariante en el tiempo (ejes directo y de cuadratura).

En la Fig. 1.23 se muestra un motor de inducción alimentado por un inversor con dos señales de corriente de control: i_{ds}^* e i_{qs}^* que son la componente en eje directo y en eje de cuadratura de la corriente del estator, respectivamente, en un marco de referencia en rotación síncrona.

Del desarrollo del modelo dinámico del motor de inducción y las transformaciones vectoriales espaciales, se puede extraer la siguiente expresión del torque desarrollado por un motor de inducción (análogo al motor dc):

$$T_d = K_m \cdot \hat{\Psi}_r \cdot i_{qs} = K_t \cdot i_{ds} \cdot i_{qs}$$

Donde: $\hat{\Psi}_r$ es el valor absoluto pico del vector sinusoidal de flujo de enlace $\vec{\Psi}_r$.

La figura Fig. 1.24 muestra el diagrama de vector espacial para el control vectorial: i_{ds}^* está orientada (o alineada) en la dirección del flujo del rotor $\hat{\Psi}_r$, y i_{qs}^* debe ser perpendicular a él bajo todas las condiciones. Los vectores espaciales giran en forma síncrona a la frecuencia ω_{snc} . Así, el control vectorial debe asegurar que la orientación de los vectores espaciales sea correcta, y generar las señales para la entrada del control.

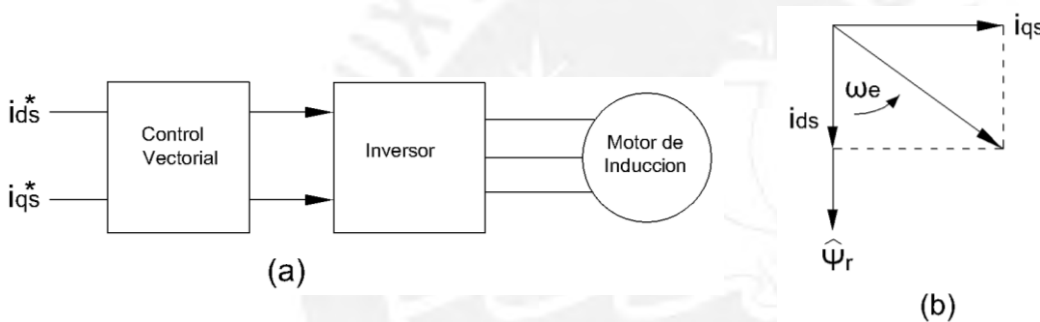


Fig. 1.23 Diagrama de bloques del control vectorial. [3]

Fig. 1.24 Diagrama de los vectores espaciales. [3]

La implementación del control vectorial se ve en la Fig. 1.25. El inversor genera las corrientes i_a , i_b e i_c como respuesta a las corrientes correspondientes de comando i_a^* , i_b^* y i_c^* del controlador.

Las corrientes de línea i_a , i_b y i_c se convierten en las componentes i_{ds} y i_{qs} mediante la transformación de Clarke, transformación de tres fases a dos fases. A continuación esas corrientes se convierten en un marco giratorio síncrono mediante la transformación de Park, en el que sus salidas con las componentes i_{DS}^* y i_{QS}^* , esta transformación usa las componentes $\cos(\theta_s)$ y $\sin(\theta_s)$ del vector unitario, todas estas etapas finalmente se aplican al motor. El motor se representa con conversiones internas al modelo $D-Q$ de la máquina.

Por otro lado, el controlador realiza también dos etapas de transformación inversa, de modo que las corrientes de control de línea i_{DS}^* e i_{QS}^* correspondan a las corrientes i_{DS} e i_{QS} en el motor, respectivamente.

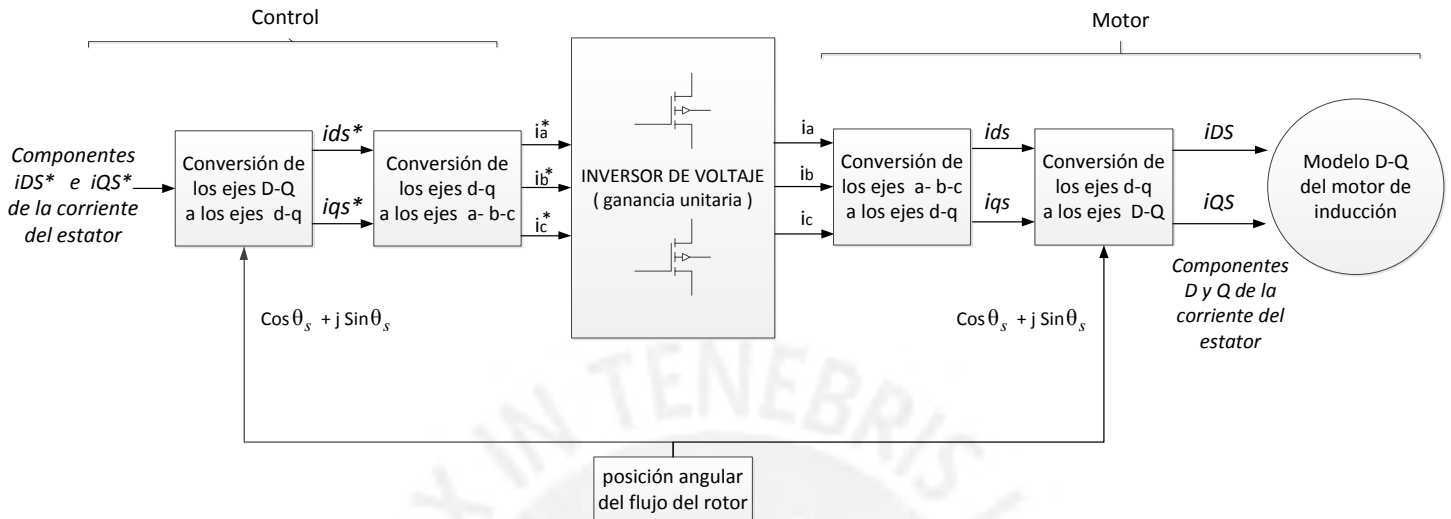


Fig. 1.25 Esquema básico de implementación del control vectorial en el motor de inducción. [3]

El ángulo del vector unitario, θ_s , representa la posición angular del flujo del rotor en una referencia síncrona. Además, el vector unitario ($\cos \theta_s$ y $\sin \theta_s$) asegura el alineamiento correcto de la corriente i_{ds} con el vector de flujo $\vec{\varphi}_r$, y que la corriente i_{qs} sea perpendicular a él. Cabe resaltar que en el caso ideal, la transformación directa e inversa no incorporan estado dinámico alguno. Por consiguiente, la respuesta a i_{ds} e i_{qs} es instantánea, excepto por los retardos debidos a los tiempos de procesamiento y de muestro.

Se pueden resumir las características del control vectorial en que:

- Regula, de una manera independiente, la corriente que produce el flujo magnético y la corriente que produce el par.
- Permite una velocidad suave y alto torque, a la vez que se obtiene una gran precisión de velocidad y par aunque la velocidad del motor sea excesivamente baja.
- Se obtiene una repuesta inmediata de velocidad al variar la carga.
- Da mejoras en general en el rendimiento del drive sobre el control escalar. Superior eficiencia, control total de torque, dinámica mejorada, etc. [3], [4]

1.5 Tecnología aplicada al Control Vectorial

1.5.1 Diagrama de bloques dinámico en el marco de referencia de excitación

La ecuación del torque en el marco de referencia de excitación, ec. (1.34), puede ser re-ordenado tal que el torque sea expresado en términos de la corriente del estator y del flujo del rotor. De la ec. (1.32):

$$\vec{i}_R^e = \frac{1}{L_r}(\vec{\lambda}_R^e - L_m \vec{i}_S^e) \quad \text{ec. (1.37)}$$

Sustituyendo esta componente en la ecuación del torque mencionado, la ecuación del torque puede ser re-escrito de la siguiente forma:

$$T = \frac{p}{3R_r} \frac{L_m}{\tau_r} (i_{QS}^e \lambda_{DR}^e - i_{DS}^e \lambda_{QR}^e) \quad \text{ec. (1.38)}$$

Para construir un diagrama de bloques del motor en el cual los componentes i_{DS}^e y i_{QS}^e del vector corriente del estator representan las variables de entrada y el torque T la variable de salida, los vectores λ_{DR}^e y λ_{QR}^e , que aparecen en la ec. (1.38) debe ser expresados en función de i_{DS}^e y i_{QS}^e .

Sustituyendo la ec. (1.37) en la ec. (1.30) queda la siguiente ecuación diferencial:

$$\partial \vec{\lambda}_R^e = \frac{1}{\tau_r} \left[L_m \vec{i}_S^e - (1 + j \omega_r \tau_r) \vec{\lambda}_R^e \right] \quad \text{ec. (1.39)}$$

Entonces, separando sus componentes real e imaginario:

$$\lambda_{DR}^e = \frac{1}{\partial} \left(\frac{L_m}{\tau_r} i_{DS}^e - \frac{1}{\tau_r} \lambda_{DR}^e + \omega_r \lambda_{QR}^e \right) \quad \text{ec. (1.40)}$$

$$\lambda_{QR}^e = \frac{1}{\partial} \left(\frac{L_m}{\tau_r} i_{QS}^e - \frac{1}{\tau_r} \lambda_{QR}^e - \omega_r \lambda_{DR}^e \right) \quad \text{ec. (1.41)}$$

Las ecuaciones ec. (1.38), ec. (1.40) y ec. (1.41) describen el diagrama de bloques dinámico de un motor de inducción, mostrado en la Fig. 1.26. Además de los 4 multiplicadores, que hacen del motor un sistema no lineal, existe dos acoplamientos cruzados entre los componentes D y Q.

Es importante mencionar que el principio de campo orientado representa un caso especial de un conocido método de un desacoplamiento no-lineal usado en el control de sistemas no lineales. El desacoplamiento no-lineal consiste en controlar las variables seleccionadas de tal manera que se mantengan igual a cero.

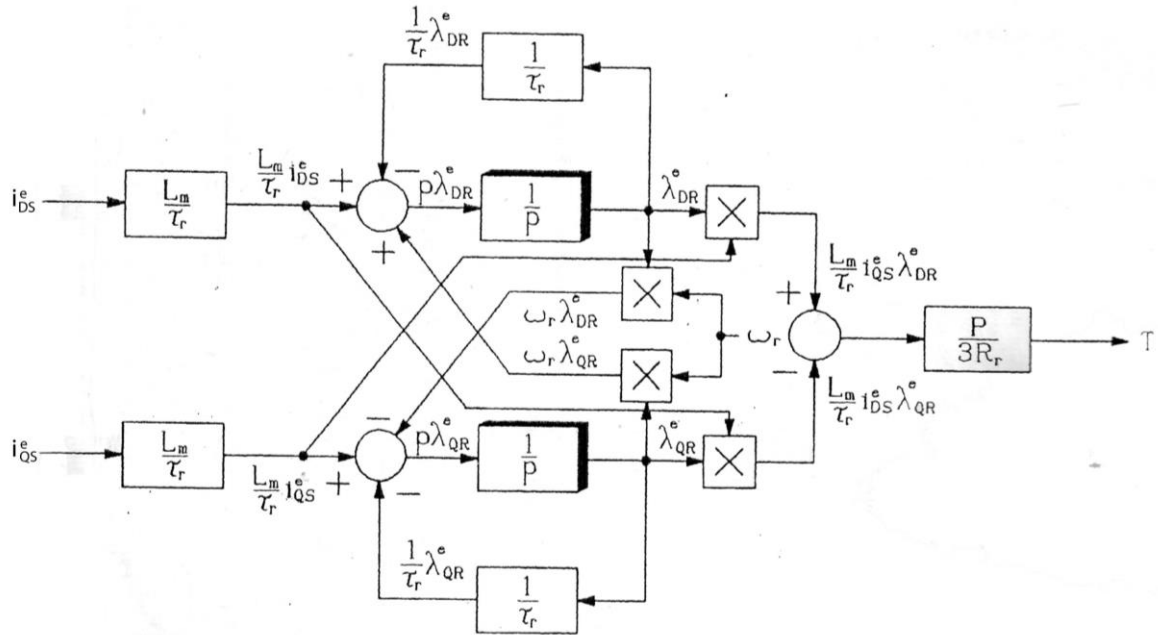


Fig. 1.26 Diagrama de bloques dinámico para un motor de inducción en marco de referencia de excitación. [1]

1.5.2 Condiciones del Principio de Control por Campo Orientado

Una condición de la orientación del campo es que:

$$\lambda_{QR}^e = 0 \quad \text{ec. (1.42)}$$

Si ocurre esta condición, basándonos en la ec. (1.38), se cumple que:

$$\text{si } \lambda_{QR}^e = 0 \quad \begin{cases} T = k_T i_{QS}^e \lambda_{DR}^e \\ \dot{\lambda}_R^e = \lambda_{DR}^e \end{cases} \quad \text{ec. (1.43)}$$

En donde para simplificar $\frac{p}{3R_r} \frac{L_m}{\tau_r}$, se define la variable $k_T = \frac{p}{3} \frac{L_m}{L_r}$

Entonces, la Fig. 1.26 queda drásticamente reducida, el nuevo diagrama de bloques se muestra en la Fig. 1.27.

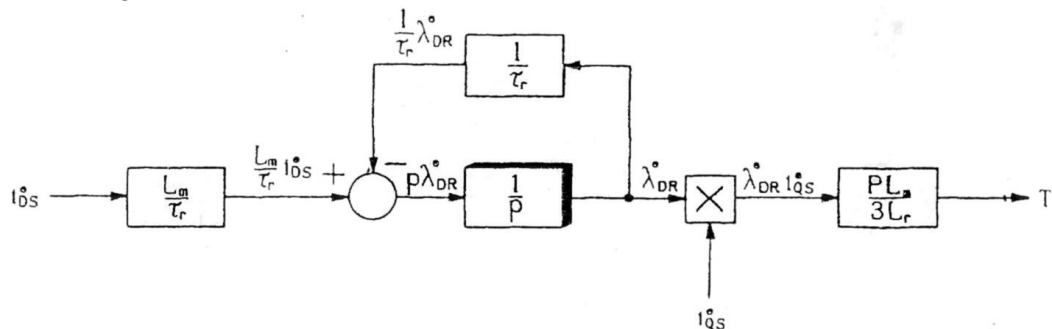


Fig. 1.27 Diagrama de bloques de un motor de inducción con flujo del rotor $QR=0$. [1]

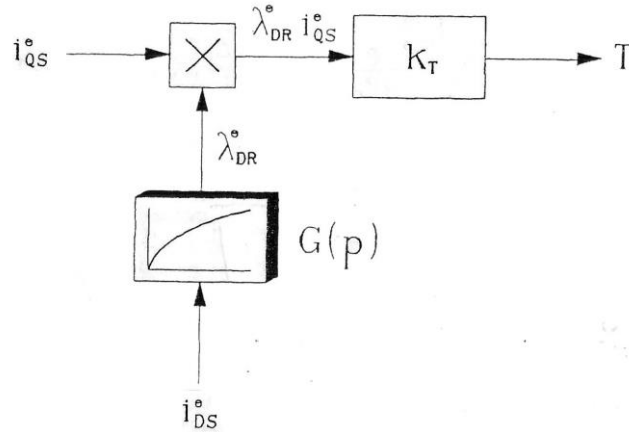


Fig. 1.28 Diagrama de bloques de un motor de inducción orientado a campo. [1]

La segunda condición del principio de orientación es que:

$$\lambda_{DR}^e = \text{cte} \quad \text{ec. (1.44)}$$

Según la ec. (1.30):

$$i_{DR}^e = \frac{1}{R_r} (\omega_r \lambda_{QR}^e - \partial \lambda_{DR}^e) \quad \text{ec. (1.45)}$$

Si las condiciones ec. (1.42) y ec. (1.44) se cumplen, es decir:

$$\text{Si: } \lambda_{QR}^e = 0 \text{ y } \lambda_{DR}^e = \text{cte} \quad \begin{cases} i_{DR}^e = 0 \\ \vec{i}_R^e = j i_{QR}^e \end{cases} \quad \text{ec. (1.46)}$$

Entonces $\partial \lambda_{DR}^e$, por eso, $\vec{i}_R^e = j i_{QR}^e$. Consecuentemente, los vectores $\vec{\lambda}_R^e$ y \vec{i}_R^e son ortogonales, los cuales, como se muestra en la Fig. 1.29, representan las condiciones óptimas para la producción del torque.

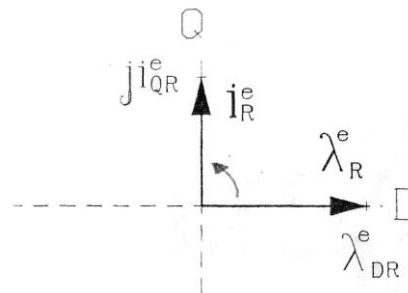


Fig. 1.29 Vectores corriente del rotor y flujo del rotor en un motor con campo orientado. [1]

1.5.3 Principios del método indirecto

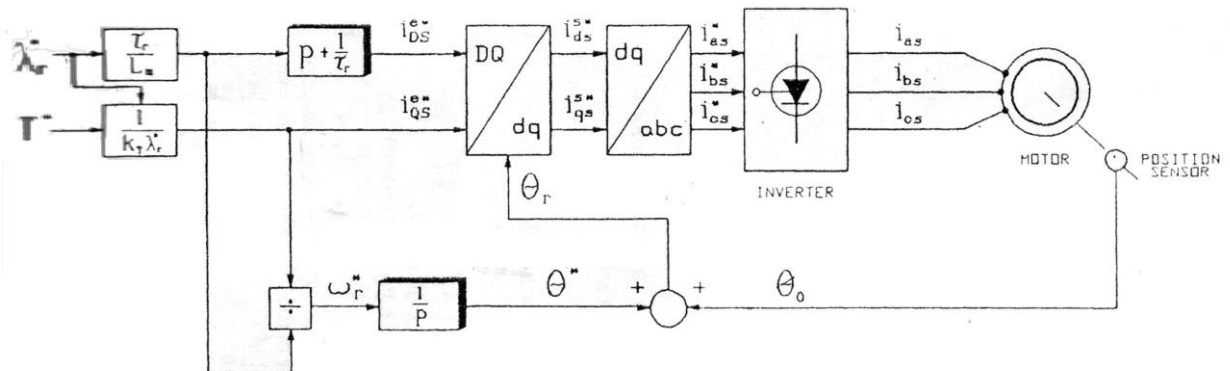


Fig. 1.30 Sistema de Control por Campo Orientado Método Indirecto (IFOC). [1]

La Fig. 1.30 muestra el diagrama de bloques de la implementación del Control por campo orientado método indirecto (IFOC). Para tener el flujo $\hat{\Psi}$ deseado en el rotor, el componente de flujo de la corriente i_{ds}^* , se determina con la ec.16.106, y se mantiene constante. Sin embargo, la variación de la inductancia magnetizante L_m puede causar cierta deriva en el flujo La ecuación (16.101) relaciona el error de velocidad angular $(\omega_{ref} - \omega_m)$ con i_{qs}^* de la siguiente manera:

$$i_{qs}^* = \frac{\hat{\Psi}_r L_r}{L_m R_r} (\omega_{ref} - \omega_m)$$

Que a su vez genera el componente del par de la corriente i_{qs}^* desde el lazo de control de velocidad. La frecuencia ω_{sl}^* de deslizamiento se genera de i_{qs}^* en forma anticipada (correccion anticipante). La ecuacion correspondiente de ganancia de deslizamiento, K_{sl} :

$$K_{sl} = \frac{\omega_{sl}^*}{i_{qs}^*} = \frac{L_m}{\hat{\Psi}_r} \cdot \frac{R_r}{L_r} = \frac{R_r}{L_r} * \frac{1}{i_{ds}^*}$$

La velocidad de deslizamiento ω_{sl}^* se suma a la velocidad del rotor ω_m para obtener la frecuencia ω_s . Esta frecuencia se integra respecto al tiempo para producir el ángulo θ_s necesario de la mmf del estator, para el vector flujo en el rotor. Este ángulo se usa para generar el vector unitario y para transformar las corrientes del estator en el marco d-q. Se usan dos controladores independientes de corriente para regular las corrientes i_q y i_d en sus valores de referencia. Los errores compensados de i_q y i_d se transforman entonces en sentido inverso al marco de referencia a-b-c del estator, para obtener las señales de conmutación para el inversor, a través de comparadores PWM o de histéresis.

En la Fig. 1.31 se muestran los diversos componentes de los vectores espaciales. Los ejes α y β se fijan en el estator, pero los ejes $q^r - d^r$, que están fijos al rotor, se mueven a una velocidad ω_m . Los ejes $q^e - d^e$ giran sincrónicamente adelantados a los ejes $q^r - d^r$ en un ángulo de deslizamiento (positivo) θ_{sl} . Que corresponde a la frecuencia. Como el polo del rotor está dirigido en el eje d^e y $\omega_s = \omega_m + \omega_{sl}$, se puede ver que:

$$\theta_s = \int \omega_s dt = \int (\omega_m + \omega_{sl}) dt = \theta_m + \theta_{sl} \quad \text{ec. (1.47)}$$

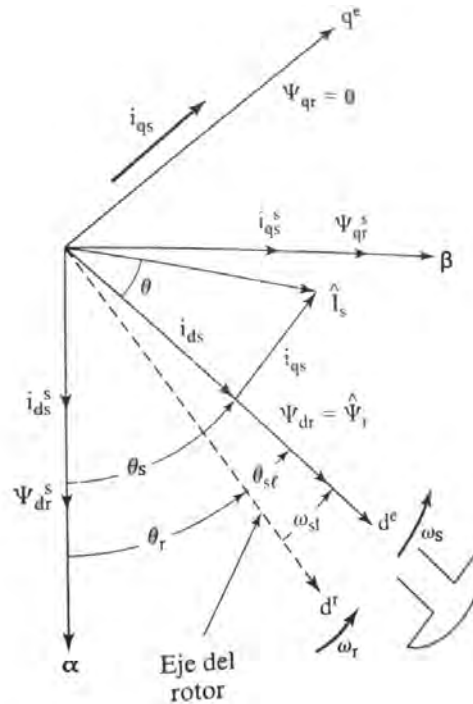


Fig. 1.31 Diagrama fasorial de los componentes vectorial espacial, para el IFOC. [3]

La posición θ_s no es absoluta, sino que se desliza con respecto al rotor con una frecuencia θ_{sl} . Para controlar el desacoplamiento, se debe alinear la componente de flujo del rotor en el eje síncrono, o sea i_{ds} en el eje d^e , y la componente de par de la corriente i_{qs} debe estar alineado con el eje q^e .

Este método usa un control anticipado para generar ω_{sl}^* a partir de i_{ds}^* , i_{qs}^* y T_r . La constante de tiempo T_r del rotor puede no permanecer constante para todas las condiciones de operación. Dependiendo de esto, la velocidad de deslizamiento ω_{sl} , que afecta directamente al par desarrollado y a la posición del vector flujo en el rotor, puede variar. El método indirecto requiere adaptar el controlador al motor que se va a manejar. Esto se debe a que el controlador debe conocer algunos parámetros del rotor, que pueden variar en

forma continua en función de las condiciones de operación. Se pueden adoptar muchos esquemas de identificación de la constante de tiempo del rotor para resolver este problema.

1.5.4 Control del Inversor mediante histéresis de corriente

El resultado del inversor fuente de voltaje con la técnica de histéresis de corriente se muestra en la Fig. 1.32. Tiene como salidas los estados lógicos de los conmutadores y como entrada la diferencia entre la corriente requerida y la corriente medida.

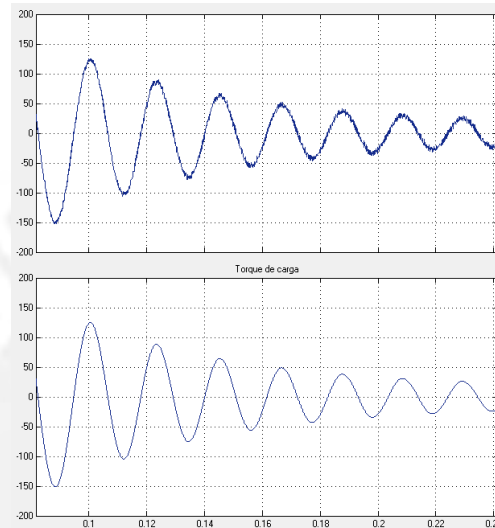


Fig. 1.32 Corriente de referencia y corriente producida en el motor. (elab .propia)

Con el uso de la banda de histéresis es posible que la corriente medida siga la forma de la corriente requerida con una amplitud de rizado (h), tal como se muestra en la Fig. 1.33.

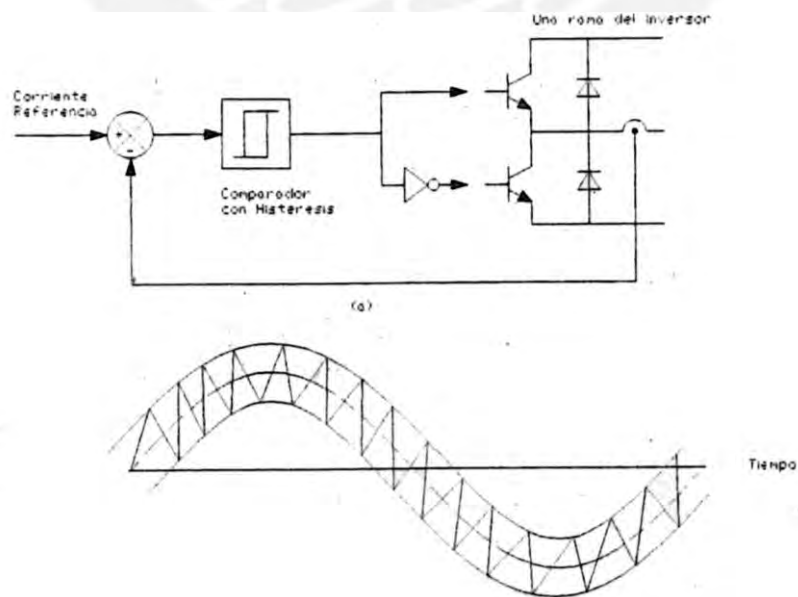


Fig. 1.33 Control del inversor por medio de histéresis de corriente. [6]

2. DISEÑO DEL CONTROL ESCALAR Y VECTORIAL PARA EL MÓDULO DE CONTROL

2.1 Condiciones de diseño del variador de velocidad

Es importante mencionar en primer lugar, que los dos tipos de control a ser analizados, tienen características y comportamientos ya implícitos a su diseño y diagrama de control, algunas de las cuales se ha hecho mención en las Tabla 1.2 y Tabla 1.3, en donde se resumen las características del control escalar y del control vectorial respectivamente. Sin embargo, existen valores en los diagramas de control de ambos métodos que requieren una configuración y un valor adecuado para obtener un comportamiento del motor y un control de velocidad óptimo.

Con el objetivo de estudiar y comparar los valores y el comportamiento del motor en estado transitorio y en estado estable con cada tipo de control y teniendo como referencia los valores especificados de los variadores de velocidad de hoy en día, que son determinados bajo los lineamientos de la norma IEC 61800-2 (ver el capítulo 5.15), en este estudio, se ha planteado las siguientes condiciones de diseño que deben cumplirse para cualquier “condición de operación” de velocidad y torque de carga:

1. Una banda de desviación de velocidad, tal que se tenga una buena precisión en estado estable, una banda de desviación menor a 1% (ver la Tabla 5.1) medido según la norma IEC 61800-2.
2. Un sobre-impulso transitorio de velocidad menor a 10%, valor máximo permitido por la norma IEC 61800-2.
3. Un tiempo de establecimiento de la velocidad corto, menor a 03 segundos cuando el motor opera en vacío, medido según la norma IEC 61800-2.
4. Un impacto de carga (perturbación de la velocidad ante cambio repentino de carga) bajo, menor a 10%-s, medido según la norma IEC 61800-2.
5. Una baja distorsión armónica total de corriente en estado estable, menor al 25%.
6. Baja oscilación del torque en estado transitorio, de tal manera que se pueda tener un control óptimo del torque.

Para lograr estos criterios planteados, se debe configurar adecuadamente los valores de las variables del controlador que serán presentados y explicados en las siguientes secciones, variables como:

- Función Voltaje de acuerdo a la velocidad deseada. (Ver Fig. 3.20).
- Valores proporcional e integrador del controlador PI de deslizamiento, en el control escalar. (Ver Fig. 3.20).

- Flujo del rotor deseado, en el control vectorial. (Ver Fig. 3.32).
- Torque del motor deseado, en el control vectorial. (Ver Fig. 3.32).
- Valores proporcional, integrador y “anti-windup” del controlador PI del torque, en el control vectorial (Ver Fig. 3.33).

2.2 Diseño del controlador escalar

2.2.1 Sistema de control escalar – configuración básica

La configuración básica de un sistema de control basado en el método CVH (voltios-hertz constante) se muestra en la Fig. 2.1. El motor es operado mediante un inversor controlado por voltaje, el cual puede ser visto como una fuente trifásica de voltaje a.c (generado a partir de voltajes DC) con magnitud y frecuencia variable. El inversor es esencialmente un arreglo de conmutadores semiconductores de potencia y diodos alimentados de una fuente “d.c.”, que en la práctica es un rectificador y un filtro pasa-bajos (“d.c.” link). Los conmutadores permiten alternar entre voltajes negativos y positivos provenientes de la fuente “d.c.” para aplicarlos a los terminales del motor de tal manera se producen las componentes fundamentales deseadas de los voltajes de fase del motor.

El sistema de control incluye un lazo de realimentación a partir de la señal velocidad del rotor ω_M obtenido del sensor de velocidad adaptado al eje del rotor. Esta señal es comparada con la señal de velocidad de referencia o deseada (“set point”) ω_M^* , y el error de velocidad resultante $\Delta\omega_M$ es aplicado a un controlador de deslizamiento, que tiene como salida un valor que representa la velocidad de deslizamiento de referencia ω_{sl}^* . Las características estáticas del controlador la velocidad de deslizamiento a un valor menor que la velocidad a la cual se da el torque pico $\omega_r(T_{peak})$. De esta manera, el motor es forzado a operar dentro del área entre los picos del torque desarrollado (el módulo del torque se mantiene menor que el valor pico pero tomando valores negativos o positivos pasando por torque cero, como lo muestra la parte sombreada de la Fig. 5.6). Esta porción de la curva es llamada comúnmente “zona estable”, debido a que para sistemas de arranque no controlado (arranque directo), un cambio en la carga del motor resulta en un cambio de velocidad tal que el torque respectivo del motor coincide con el nuevo torque de carga y el sistema se estabiliza en un nuevo punto de operación.

Las señales ω_{sl}^* y ω_M son sumadas para producir una velocidad síncrona de referencia ω_{syn}^* . La frecuencia eléctrica de alimentación requerida ω^* es proporcional a esta velocidad ω_{syn}^* en $p/2$. Esta frecuencia eléctrica requerida del voltaje alimentación es ingresada a un controlador de voltaje, el cual genera una amplitud del voltaje adecuado según la frecuencia eléctrica requerida. Ambas señales, la amplitud del voltaje y frecuencia eléctrica son ingresados a un inversor.

Para este tipo de control, normalmente se usan inversores con las técnicas de PWM senoidal o modulación por ancho de pulso de vector espacial (SV-PWM). En esta tesis, se

usa el método SV-PWM porque produce menor distorsión armónica, según lo visto en la sección 1.3.2.

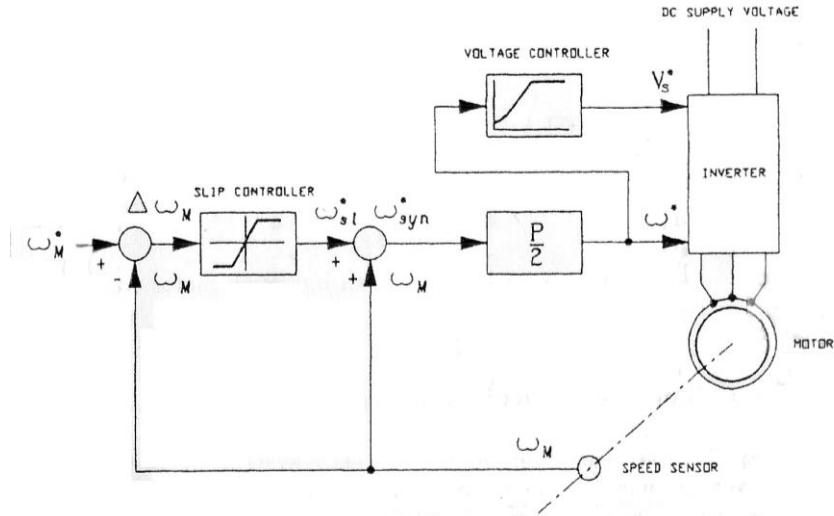


Fig. 2.1 Configuración básica de un sistema de control escalar de velocidad. [1]

Con respecto al torque en estado a distintas frecuencias de alimentación, según lo mencionado anteriormente, el pico del torque se mantiene constante a frecuencias menores que la nominal, pero decrece conforme la frecuencia sobrepasa su valor nominal, debido a que el controlador de voltaje hace que la amplitud del voltaje permanezca constante (como se muestra en la Fig. 2.1). En esta situación la condición V/f ya no se cumple.

2.2.2 Controlador de Voltaje

Para mantener el flujo constante, normalmente al valor nominal, el voltaje del estator debe ser ajustado en proporción a la frecuencia de alimentación. Esta es el modelo más simple para el control de la velocidad de motores de inducción, referido como el método V/f constante. Puede ser visto que no se requiere realimentación.

Para la operación en bajas velocidades, la caída de voltaje a través de la resistencia del estator debe ser tomado en cuenta para mantener el flujo constante, y el voltaje debe ser subido apropiadamente. Sin embargo, a velocidades que hace que se exceda la frecuencia nominal correspondiente f_{nom} , la condición V/f constante no debe cumplirse porque significaría sobretensión. Por eso, el voltaje del estator es ajustado de acuerdo a la siguiente regla:

$$V_s = \begin{cases} (V_s^{nom} - V_{s,f0}) \frac{f}{f_{nom}} + V_{s,f0} & , \text{ para } f < f_{nom} \\ V_s^{nom} & , \text{ para } f \geq f_{nom} \end{cases} \quad \text{ec. (2.1)}$$

Donde $V_{s,f0}$ denota el valor rms del voltaje de ajuste en el estator a la frecuencia cero. La relación ec. (2.1) es ilustrada en la Fig. 2.2. [8]

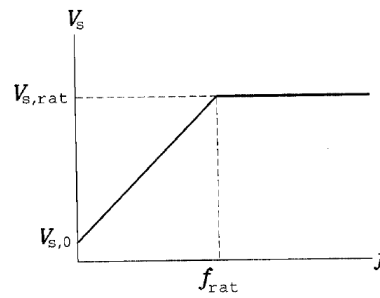


Fig. 2.2 Relación de voltaje vs. frecuencia en los drives V/f constante. [8]

Existe otra manera más precisa de calcular el voltaje para el control V/f y consiste en despejar el voltaje en función del deslizamiento y la frecuencia de alimentación de forma que se asume el λ_s y la velocidad de deslizamiento constantes (estado estable).

$$V_s = \Lambda_s \left| j\omega + R_s \left(\frac{1}{L_M} + \frac{1}{L_L - j \frac{R_R}{\omega_r}} \right) \right| \quad \text{ec. (2.2)}$$

Donde $L_M = L_s$, $L_L = \frac{L_s}{L_m} \times L_{ls} + \left(\frac{L_s}{L_m} \right)^2 \times L_{lr}$, y $R_R = \left(\frac{L_s}{L_m} \right)^2 \times R_r$

Sustituyendo el flujo nominal en Λ_s , y la velocidad de deslizamiento ω_r a su valor nominal, se obtiene la curva del voltaje-frecuencia correspondiente a un control V/f constante. [1]

2.2.3 Regulador de deslizamiento

La tecnología la más práctica para este tipo de control es el PWM sinusoidal con controlador PI, limitador de deslizamiento y sensor de velocidad. Según el circuito equivalente en estado estable y despreciando la inductancia de fuga del rotor, el torque desarrollado y la corriente en el rotor están dados por:

$$I_r = \frac{V_s s\omega}{R_r \omega} = \frac{\lambda_m}{R_r} s\omega \quad \text{ec. (2.3)}$$

Y según la ec. (5.21):

$$T = 1.5p \frac{\Lambda_s^2}{R_R} \frac{\omega_r}{(\tau\omega_r)^2 + 1}$$

Donde $s\omega$ es la frecuencia de deslizamiento, el cual a su vez es la frecuencia de los voltajes y corrientes en el rotor, ω_r representa la velocidad de deslizamiento en un motor de 2 polos. Entonces, la ecuación ec. (2.3) implica que limitando el deslizamiento, la corriente del rotor puede ser limitada, que a su vez limita el torque desarrollado (ec. (5.21)). En consecuencia, un propulsor con deslizamiento limitado es también un propulsor con torque limitado. En la Fig. 2.3 se muestra un sistema de control de velocidad con tal limitador de deslizamiento.

Fijando el límite en la velocidad de deslizamiento cercano del punto $\omega_r(T_{peak})$, el sistema de control provee rápidas respuestas antes cambios en la velocidad de referencia. Por eso es importante el uso del limitador de deslizamiento. [1]

El límite del deslizamiento será:

$$\omega_{sl_LIMIT}^* < \omega_r(T_{pico})$$

Según lo visto en la sección 1.2:

$$\omega_r(T_{pico}) = \pm \frac{1}{\tau} \quad \text{ec. (2.4)}$$

De esta manera:

$$\omega_{sl_LIMIT}^* < \pm \frac{R_R}{L_L} \quad \text{ec. (2.5)}$$

En donde $R_R = \gamma^2 \times R_r$ y $L_L = \gamma L_{ls} + \gamma^2 L_{lr}$

2.2.4 Sistema de control escalar – con controlador PI

La respuesta dinámica del motor con un controlador V/f mejora significativamente respecto al arranque directo, en cuanto a oscilaciones y tiempo de establecimiento. Sin embargo, con el esquema anteriormente planteado, la velocidad de “set-point” no es alcanzada, es decir, el error en estado estable no es cero. Esto se debe a un error inherente en estado estable en el lazo de control de velocidad. Para evitar este error, normalmente se incorpora un controlador proporcional integral (PI) antes del regulador de deslizamiento. Adicionalmente, la adición del PI vuelve al sistema de control más robusto respecto a la velocidad requerida ante perturbaciones como cambios repentinos de la carga en el motor. [1]

La Fig. 2.3 muestra el mismo esquema de control V/f visto anteriormente más la inserción del controlador PI de velocidad.

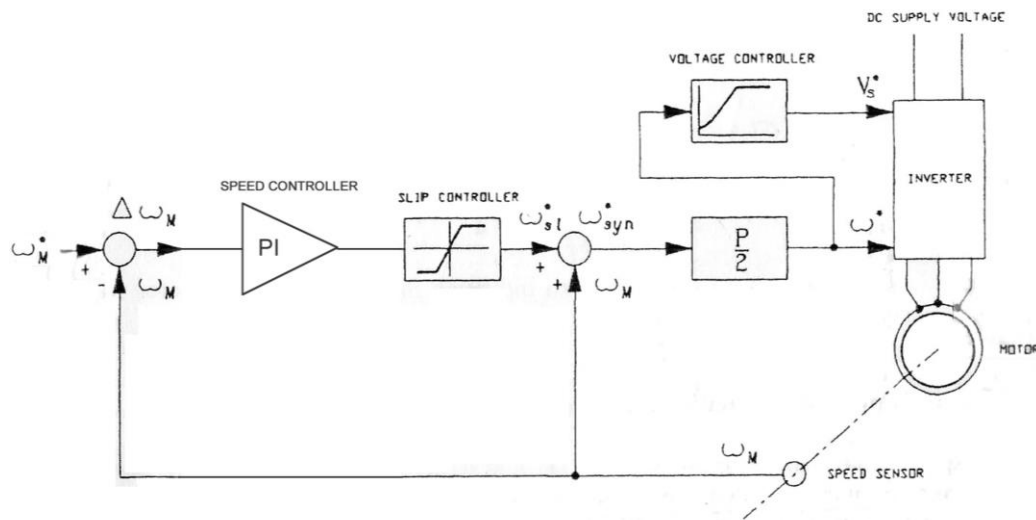


Fig. 2.3 Configuración mejorada de un sistema de control escalar de velocidad. [1]
Se considera que el controlador PI de velocidad tendrá la siguiente forma:

$$G_{PI}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) \quad \text{ec. (2.6)}$$

El sistema de control V/f del motor de inducción usando un controlador PI puede ser modelado como la Fig. 2.4 (J y B son los parámetros de inercia y fricción resultante entre el motor-carga).

El torque desarrollado puede ser considerado proporcional a la velocidad de deslizamiento $s\omega_M$:

$$T \approx K_f s\omega_M$$

$$K_f = \left(\frac{T}{s\omega_M} \right)_{\text{a cond. nominales}} \quad \text{ec. (2.7)}$$

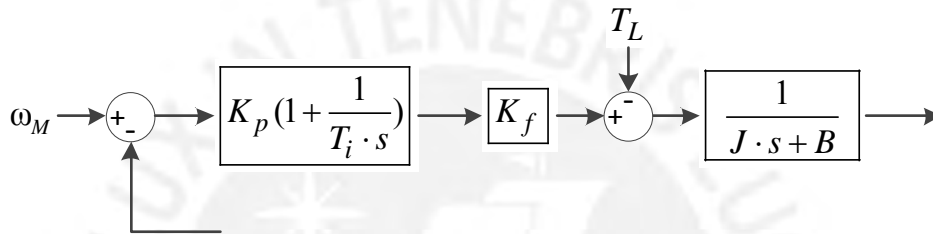


Fig. 2.4 Modelo linealizado del control V/f del motor de inducción usando un regulador PI. [5]

Asumiendo que el torque de carga $T_L = 0$, la función de transferencia en lazo abierto $H(s)$ puede ser expresado como:

$$H(s) = \frac{K_p K_f}{B} \frac{T_i s + 1}{T_i s} \frac{1}{T_m s + 1}$$

Donde: $T_m = \frac{J}{B}$

Los coeficientes del regulador PI puede ser determinado de la siguiente manera: [5]

El coeficiente T_i puede ser determinado neutralizando el efecto del menor polo de la ecuación característica, el cual mejora la respuesta dinámica del sistema. El polo que será cancelado es T_m^{-1} [5]. Entonces, el parámetro T_i :

$$T_i = T_m = \frac{J}{B} \quad \text{ec. (2.8)}$$

$H(s)$ puede ser re-escrito de la siguiente manera: [5]

$$H(s) = \frac{K_p K_f}{B T_m} \frac{1}{s}$$

Por eso, el sistema en lazo cerrado $H(s)$ tiene una respuesta en primer orden:

$$H_c(s) = \frac{1}{\tau_m s + 1}$$

Donde: $\tau_m = \frac{BT_m}{K_p K_f}$

Entonces, si se elige un valor para τ_m (por ejemplo 0.5s), el parámetro K_p puede ser determinado mediante:

$$K_p = \frac{BT_m}{\tau_m K_f} \quad \text{ec. (2.9)}$$

2.3 Diseño del controlador vectorial

2.3.1 Control por campo orientado método indirecto: Diagrama de bloques

En el esquema de orientación del flujo del rotor directo, presentado anteriormente, la posición angular θ_r del vector flujo del rotor, necesario para la transformación de coordenadas, es medido directamente, usando sensores de flujo en el entrehierro. En el enfoque indirecto, en cambio, se basa en el cálculo de la velocidad requerida ω_r^* necesaria para la correcta orientación respecto al flujo, y la imposición de esta velocidad en el motor.

Si la velocidad síncrona necesaria para mantener la orientación ortogonal de los vectores $\vec{\lambda}_R^e$ y \vec{i}_R^e es denotado por ω^* , el ángulo θ_r puede ser expresado así:

$$\theta_r = \int_0^t \omega^* dt = \int_0^t \omega_r^* dt + \int_0^t \omega_o dt \quad \text{ec. (2.10)}$$

En donde $\omega_o = \frac{P}{2} \omega_M$ representa la velocidad angular del rotor, el cual puede ser medido fácilmente mediante un sensor de velocidad (normalmente un “encoder incremental”).

El valor requerido de la velocidad de deslizamiento ω_r^* puede ser calculado de las ecuaciones bajo las condiciones de campo orientado. Debido a que $\vec{\lambda}_R^e = \vec{\lambda}_{DR}^e$, la ec. (1.37) se vuelve en:

$$\vec{i}_R^e = \frac{1}{L_r} (\lambda_{DR}^e - L_m \vec{i}_S^e) \quad \text{ec. (2.11)}$$

Reemplazando esta relación en la ec. (1.30), e igualando las partes reales, así como las imaginarias, obtenemos que:

$$\lambda_{DR}^e (1 + \tau_r \partial) = L_m i_{DS}^e \quad \text{ec. (2.12)}$$

$$\omega_r \tau_r \lambda_{DR}^e = L_m i_{QS}^e \quad \text{ec. (2.13)}$$

Relacionándolos con las variables deseadas:

$$\begin{aligned} \lambda_{DR}^e &= \lambda_r^* \\ \omega_r &= \omega_r^* \\ i_{DS}^e &= i_{DS}^* \end{aligned} \quad \text{ec. (2.14)}$$

Nos queda las siguientes relaciones:

$$\omega_r^* = \frac{L_m i_{QS}^*}{\tau_r \lambda_r^*} \quad \text{ec. (2.15)}$$

$$i_{DS}^* = \frac{1 + \tau_r \partial}{L_m} \lambda_r^* \quad \text{ec. (2.16)}$$

Mientras que la componente i_{QS}^* para un torque de referencia dado T^* , puede ser obtenido de la ec. (1.43), ecuación del torque de un motor de campo orientado.

$$i_{QS}^* = \frac{T^*}{k_T \lambda_r^*} \quad \text{ec. (2.17)}$$

Las ecuaciones ec. (2.15), ec. (2.16) y la ec. (2.17) conforman el control básico del método de orientación del flujo indirecto. En adición, se puede observar que la ec. (2.16) en estado estable ($\partial=0$) resulta en la siguiente relación:

$$\lambda_r^* = L_m i_{DS}^* \quad \text{ec. (2.18)}$$

Esta ec. (2.18) será usada más adelante en un algoritmo de mejora.

En la Fig. 2.5 se muestra un sistema de control vectorial para un motor de inducción basado en la orientación indirecta del flujo del rotor. El flujo del rotor y el torque desarrollado con controlados de manera directa, es decir sin lazos de realimentación.

Como consecuencia de la no realimentación de las variables requeridas (flujo y torque de comando), el desempeño del sistema depende altamente del conocimiento preciso de los parámetros del motor, un requerimiento que es difícil de lograr en aplicaciones prácticas [1].

En este tipo de control, la constante del rotor τ_r juega un rol muy importante en la correcta orientación del campo. Como desventaja se tiene que esta constante varía significativamente durante la operación del motor, principalmente por la temperatura, los efectos "skin" en los conductores y el impacto de la saturación magnética. [1]

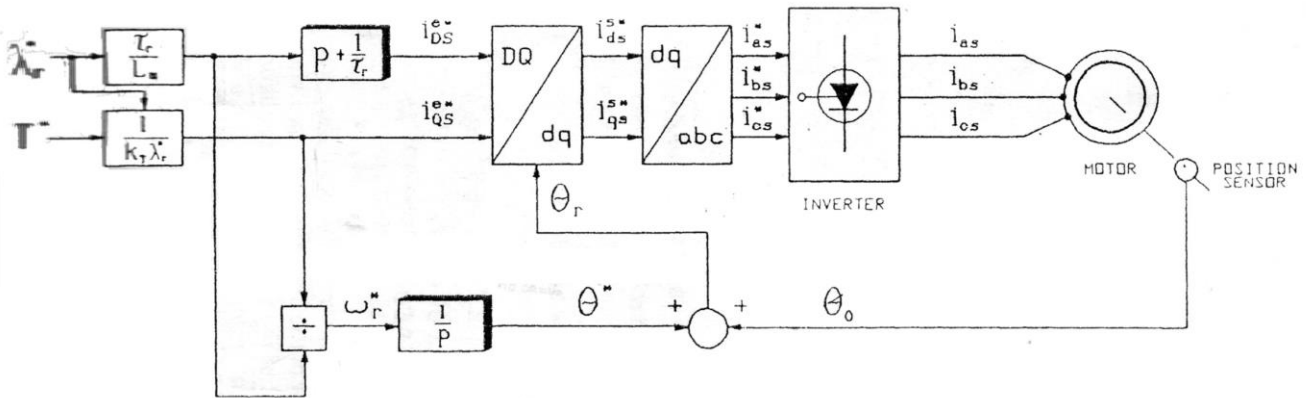


Fig. 2.5 Sistema de control vectorial para un motor de inducción con el método de orientación indirecta del flujo del rotor (IFOC). [1]

Es cierto que la orientación de campo indirecto puede ser calificada como más simple que el método directo, pero esta simplicidad es penalizada por el menor desempeño del torque, es decir, oscilaciones transitorias.

A pesar del inconveniente del conocimiento preciso de los parámetros del motor, en esta tesis se opta por este método indirecto debido a que se ha proyectado a una fácil implementación en un motor real, es decir, porque el único sensor que se requiere es el de velocidad, de esta manera, se evita complejos cálculos, estimaciones o modelos de control no lineal. En este sentido, se requiere implementar de manera demostrativa, es decir, se va a tener conocimiento exacto de los parámetros del motor.

2.3.2 Control por campo orientado método indirecto: Algoritmo de mejora

A diferencia del método previamente explicado, los valores ω_r^* y i_{qs}^* son calculados a partir de valores que no son los requeridos, más bien son los calculados a partir de la orientación el flujo del rotor. Los valores de i_{qs} y i_{ds} es calculado a partir de la orientación del flujo del rotor, medida usando la orientación deseada para el desacople. De esta manera, quedan las siguientes relaciones [2] :

$$\begin{aligned}\omega_r^* &= \frac{L_m}{\tau_r} \frac{i_{qs}}{\lambda_r} \\ i_{qs}^* &= \frac{T^*}{k_T \lambda_r} \\ \lambda_r &= \frac{L_m i_{ds}}{(1 + \tau_r s)}\end{aligned}\tag{ec. (2.19)}$$

$$i_{DS}^* = \frac{\lambda_r^*}{L_m}$$

$$\theta^* = \int (\omega_r^* + \frac{p}{2} \omega_M)$$

Se puede observar que la ec. (2.18) anteriormente descrita es empleada en este nuevo modelo para calcular la componente deseada i_{DS}^* . De esta manera se logra una orientación al flujo del rotor más precisa.

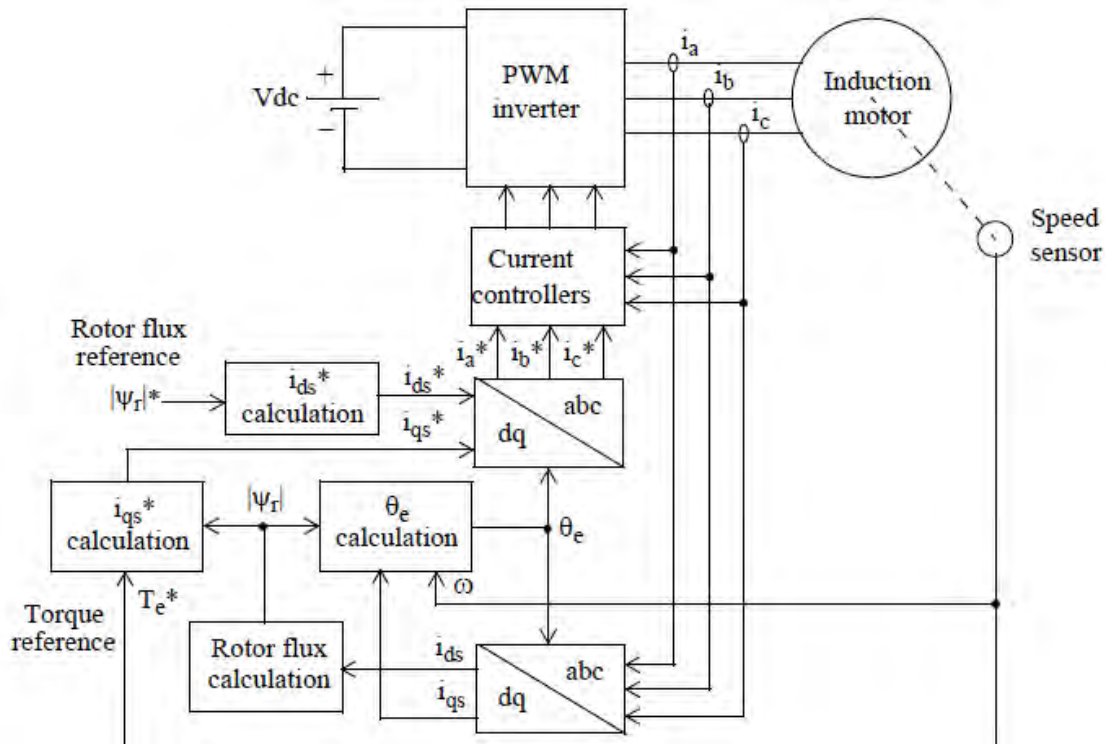


Fig. 2.6 Control vectorial para un motor de inducción con el método de orientación indirecta del flujo del rotor – Algoritmo de mejora. [2]

La Fig. 2.6 muestra el esquema de control mediante esta configuración alternativa para la orientación indirecta del flujo del rotor (que lo denominaremos “algoritmo de mejora”).

2.3.3 Control de velocidad en el Control Vectorial – Controlador PI

Un sistema de control vectorial para un motor de inducción permite el desacople del control del torque y del flujo y asegura la producción óptima del torque en el motor. En la práctica los sistemas de control vectorial son raramente auto-suficientes, más bien constituyen subsistemas de esquemas más amplios los cuales tienen como propósito la precisión y eficiencia en el control de la posición o velocidad del motor frente a una carga mecánica, debido a que el control directo de solamente el torque tiene aplicaciones limitadas.

Los sistemas de control de velocidad incluyen un lazo realimentado para esta variable, es decir, se usa un controlador para el error que se genera a partir de la velocidad de “set point” y la velocidad medida por el sensor. El control clásico de la velocidad, mostrado en la Fig. 2.7, emplea un controlador PI o PID lineal en el lazo de realimentación respectivo de la velocidad.

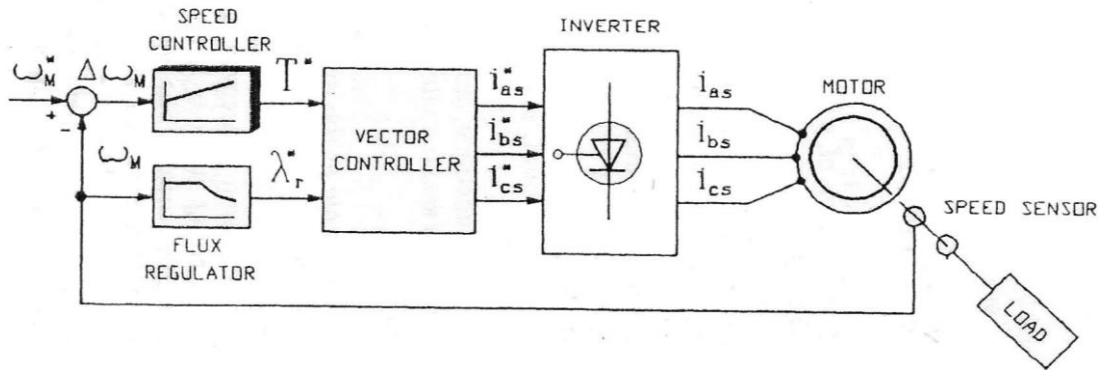


Fig. 2.7 Control por campo orientado de la velocidad para un motor de inducción usando controladores lineales. [1]

Debido al ajuste fijo de los del controlador PI, este esquema se caracteriza por tener relativamente baja robustez, habiendo sido sintonizado óptimamente solo para un juego de parámetros dados del motor y del sistema.

Debido a ambiente ruidoso a la cual va a funcionar el sistema a implementar se ha optado por no usar la ganancia derivativa (principalmente por los rizados en la corriente y los rizados transitorios generados por el control discreto a 20 KHz que se ha seleccionado).

De manera análoga a lo que sucede con el voltaje en el control V/f (que debe disminuir a partir que la velocidad superó la velocidad nominal), el flujo de referencia en el control vectorial dentro de un control de velocidad, debe considerar también este efecto de debilitamiento del campo que debe existir, ver anexo 5.8.3. En la mayoría de los drives de velocidad variable, el flujo es controlado de acuerdo con la siguiente fórmula [8]:

$$\lambda_r^* = \begin{cases} \lambda_r^{nom}, & \text{para } \omega_M \leq \omega_M^{nom} \\ \frac{\omega_M^{nom}}{\omega_M} \lambda_r^{nom}, & \text{para } \omega_M > \omega_M^{nom} \end{cases} \quad \text{ec. (2.20)}$$

Esta fórmula es equivalente a la fórmula ec. (2.1) que se asegura que el voltaje del estator bajo las condiciones de debilitamiento del campo no exceda su valor nominal.

Los valores proporcional e integrativo del controlador PI pueden ser seleccionados experimentalmente [9]. Sin embargo, en esta tesis, se va a partir de una aproximación lineal del motor de inducción descrito en la fuente [4] para la sintonización de las ganancias proporcional e integrativa.

Para el control de la velocidad, se puede asumir que el factor de fricción es igual a cero ($B=0$), por lo que el sistema del lazo cerrado se simplifica. Cuando esto ocurre, el error en estado estacionario con un escaló de velocidad de referencia es igual a cero. Sin embargo, existen perturbaciones como el par de carga, que también afecta a este error en estado estacionario. Haciendo el lazo cerrado se obtiene la expresión:

$$\frac{\omega}{T_L} = -\frac{1}{Js + C(s)} \quad \text{ec. (2.21)}$$

Donde: $C(s) = K_P \frac{s + K_c}{s}$

La ecuación característica en lazo cerrado usando este controlador PI [4], es:

$$s^2 + \left(\frac{K_P}{J} \frac{30}{\pi}\right)s + \left(\frac{K_P K_c}{J} \frac{30}{\pi}\right) = 0 \quad \text{ec. (2.22)}$$

Y sabiendo que la ecuación tiene la siguiente forma:

$$s^2 + 2\omega_n \xi s + \omega_n^2 = 0$$

Seleccionado ξ y ω_n según la respuesta deseada, se pueden igualar ambas ecuaciones y obtener la ganancia proporcional y ganancia integrativa de la siguiente forma:

Se selecciona ξ según el sobretiro en el escalón (por ejemplo 5%, entonces $\xi = 0.8$).

Luego, junto con el tiempo de establecimiento deseado t_s (por ejemplo 1 seg.), se usa la aproximación para un sistema lineal de 2do orden: $t_s \approx \frac{4.6}{\xi \omega_n}$ para obtener ω_n .

Las relaciones resultantes para la seleccionar los parámetros del controlador PI de velocidad son:

$$\begin{aligned} \omega_n &= \frac{4.6}{t_s \cdot \xi} \\ K_P &= \frac{2\pi \omega_n \xi J}{30} \\ K_c &= \frac{\pi \omega_n^2 J}{30 K_P} \end{aligned} \quad \text{ec. (2.23)}$$

Como se ha mencionado anteriormente, se va a partir de estos valores de ganancia proporcional y ganancia integrativa para variarlos alrededor de estos y encontrar los valores óptimos empíricamente.

3. SIMULACIÓN DE LOS SISTEMAS DE CONTROL ESCALAR Y VECTORIAL. ANÁLISIS EN ESTADO TRANSITORIO.

3.1 Sistema de simulación del Variador de velocidad

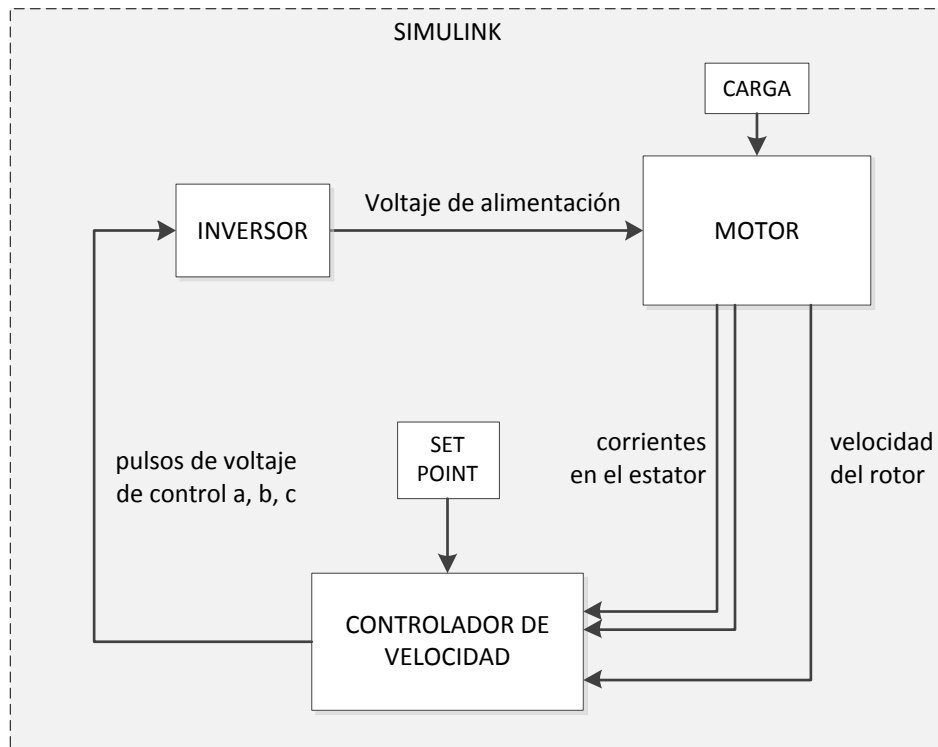


Fig. 3.1 Esquema de simulación del control de velocidad a un motor de inducción. (elaboración propia)

En la Fig. 3.2, se presenta el sistema de simulación completo “Variador electrónico de velocidad”. Se ha utilizado el programa Simulink de Mathworks para simular todos los componentes del variador, incluyendo el motor de inducción mismo.

Este sistema permite observar el comportamiento del motor mediante el método de control escalar o vectorial y está compuesto por el motor, el inversor, el controlador de velocidad, el selector de carga y un módulo de gráficas.

Como entradas al sistema se tiene la velocidad requerida o de “set point”, y la selección del tipo de carga que se desea simular, indicados en los bloques “3” y “1180” en color plomo. Como salida del sistema tenemos el bloque de gráficas en donde se puede ver cómo se comportan los parámetros del motor en función del tiempo (estado transitorio), tales como velocidad, voltaje, corriente, etc. del motor en función del tiempo (estado transitorio).

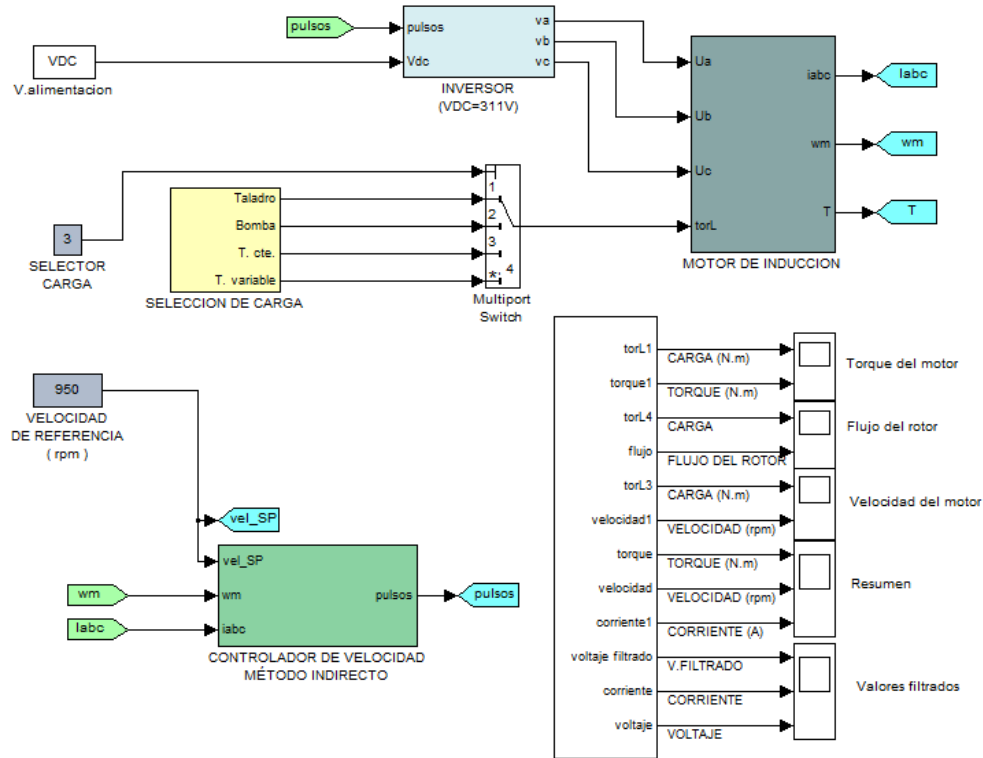


Fig. 3.2 Sistema de simulación del variador de velocidad. (elaboración propia)

3.2 Simulación del motor de inducción

Debido a que para cumplir con los objetivos de la tesis se requiere observar el comportamiento del motor en estado transitorio, el motor de inducción será simulado usando la teoría mostrada en la sección 5.11, es decir, se emplea el modelo dinámico del motor de inducción. Para poder simular el sistema de control es necesario que las entradas al sistema motor sean los voltajes de fase, porque se va a emplear un inversor fuente de voltaje, que son los más usados en la práctica.

Partiendo de las ecuaciones ec. (1.15), ec. (1.16), ec. (1.17) y ec. (1.18) se determinan las variables de entrada del motor que serán las componentes directa y en cuadratura (d y q) del voltaje aplicado al estator, y las salidas del motor que serán las componentes d y q del flujo del rotor, d y q de la corriente del estator, la velocidad del motor (en rad/s) y el torque electromagnético producido por el motor.

$$\begin{aligned}\vec{v}_s^s &= R_s \vec{i}_s^s + \partial \vec{\lambda}_s^s \\ \vec{v}_r^s &= R_r \vec{i}_r^s + (\partial - j\omega_o) \vec{\lambda}_r^s \\ \vec{\lambda}_s^s &= L_s \vec{i}_s^s + L_m \vec{i}_r^s \\ \vec{\lambda}_r^s &= L_m \vec{i}_s^s + L_r \vec{i}_r^s\end{aligned}$$

Usando la versión para el marco de referencia estacionario de la ec. (1.38), se tiene que:

$$T = \frac{p}{3R_r} \frac{L_m}{\tau_r} (i_{qs}\lambda_{dr} - i_{ds}\lambda_{qr}) \quad \text{ec. (3.1)}$$

Y empleando la ecuación diferencial para la velocidad del motor:

$$\frac{\partial \omega_M}{\partial t} = \frac{T - T_L}{J} \quad \text{ec. (3.2)}$$

Donde T_L es el par resistivo o torque de carga, J es el momento de inercia resultante entre el motor y la carga. Sabiendo además que $\omega_o = \frac{p}{2} \cdot \omega_M$, se puede obtener el siguiente sistema de ecuaciones diferenciales [10] :

$$\begin{aligned} \frac{\partial i_{ds}}{\partial t} &= a_1 i_{ds} + a_2 \lambda_{dr} + \omega_o a_3 \lambda_{qr} + a_4 v_{ds}^s \\ \frac{\partial i_{qs}}{\partial t} &= a_1 i_{qs} + a_2 \lambda_{qr} - \omega_o a_3 \lambda_{dr} + a_4 v_{qs}^s \\ \frac{\partial \lambda_{dr}}{\partial t} &= a_5 \lambda_{dr} - \omega_o \lambda_{qr} + a_6 i_{ds} \\ \frac{\partial \lambda_{qr}}{\partial t} &= a_5 \lambda_{qr} - \omega_o \lambda_{dr} + a_6 i_{qs} \\ T &= \frac{p}{3} \frac{L_m}{L_r} (i_{qs} \lambda_{dr} - i_{ds} \lambda_{qr}) \\ \frac{\partial \omega_M}{\partial t} &= \left[\frac{1}{J} \frac{p}{3} \frac{L_m}{L_r} (i_{qs} \lambda_{dr} - i_{ds} \lambda_{qr}) - \frac{1}{J} T_L \right] = \frac{2}{p} \frac{\partial \omega_o}{\partial t} \end{aligned} \quad \text{ec. (3.3)}$$

En donde las constantes están definidas como:

$$\begin{aligned} a_1 &= -\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r L_o^2}, \quad a_2 = \frac{R_r L_m}{L_r L_o^2} \\ a_3 &= \frac{L_m}{L_o^2}, \quad a_4 = \frac{L_r}{L_o^2}, \quad a_5 = -\frac{R_r}{L_r} \\ a_6 &= R_r \frac{L_m}{L_r}, \quad L_o^2 = L_r L_s - L_m^2 \end{aligned} \quad \text{ec. (3.4)}$$

Como se puede observar de la ec. (3.3), las derivadas de las variables del motor de la corriente y el flujo del rotor del motor pueden ser expresadas en dependencia de las otras variables del motor y de sí mismas.

Esto hace posible que las salidas de las ecuaciones sean las derivadas, y se pueda obtener las variables respectivas haciéndolas pasar por un integrador. En la Fig. 3.3 se muestra el esquema de ecuaciones diferenciales para simular el comportamiento dinámico del motor trifásico de inducción.

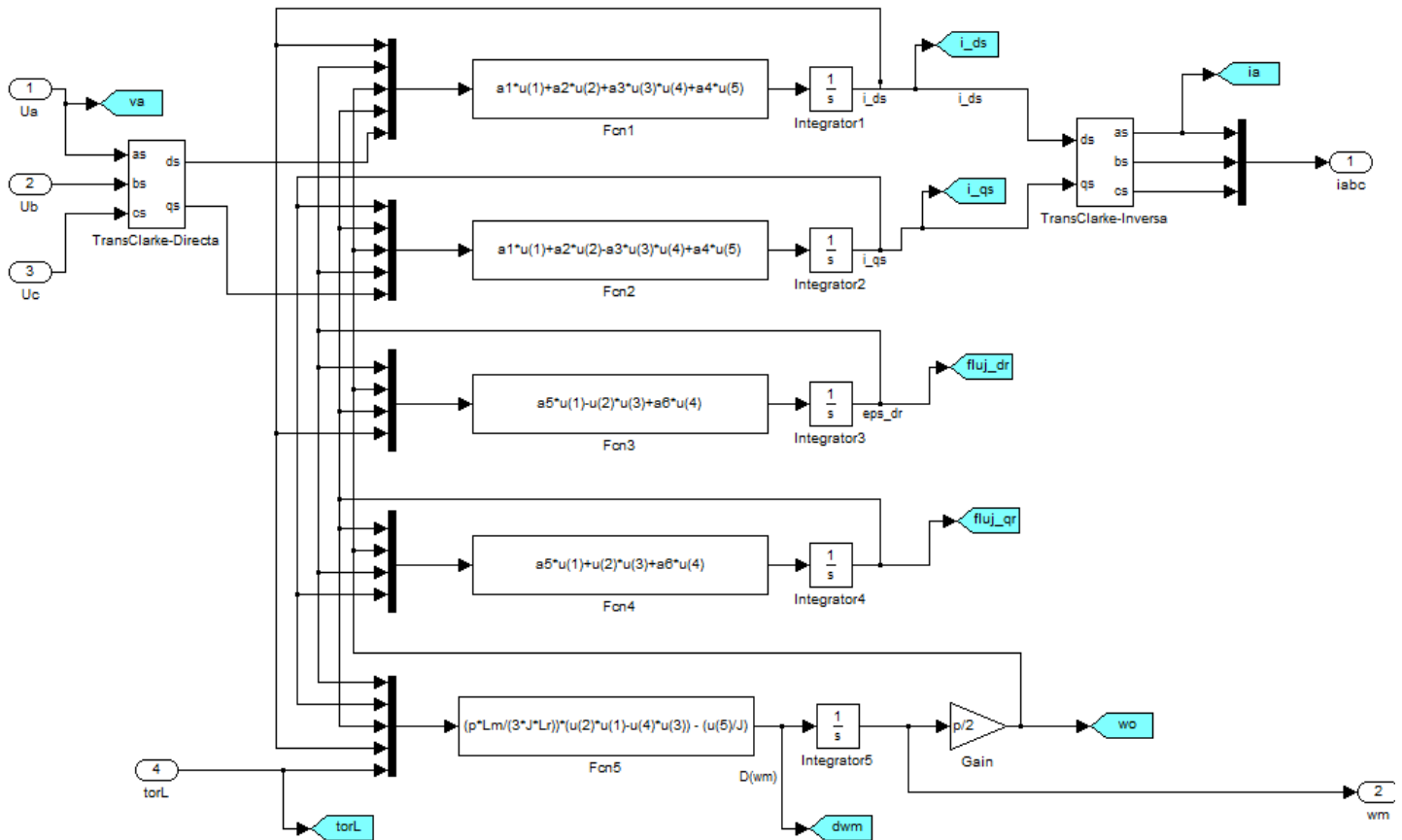


Fig. 3.3 Bloque de simulación del motor de inducción. (elaboración propia)

Como se puede apreciar, las entradas son los voltajes por fase del motor; que pasa por la transformación de coordenadas de Clarke para poder ser expresados en sus componentes d y q. Asimismo, las salidas son las 3 corrientes por fase que se produce en el estator, que son calculadas mediante la transformación de coordenadas de Park a partir de las componentes d y q de la corriente en el estator. El bloque de simulación de las transformaciones de coordenadas será explicado en la siguiente sección.

Además de la velocidad, de las componentes d y q del flujo del rotor y de la corriente en el estator, es conveniente obtener el torque producido por el motor, así como el módulo del flujo del rotor para futuros análisis. Por eso, se adiciona los bloques de la Fig. 3.4

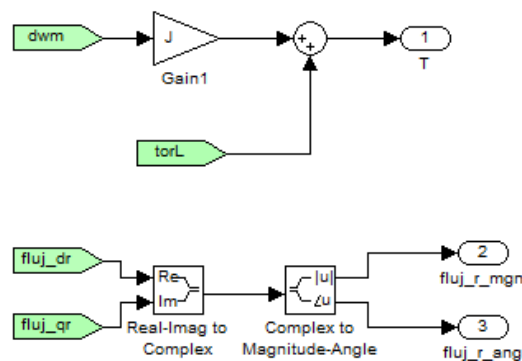


Fig. 3.4 Cálculo del torque y de la magnitud del flujo del rotor. (elaboración propia)

A modo de ejemplo, para estas simulaciones se ha considerado inicialmente un motor de inducción trifásico real de 10 HP descrito en la fuente [1], que tiene los siguientes parámetros:

Potencia nominal (P_n)	= 10 [HP]
Voltaje nominal (V_n)	= 220 [VAC-rms]
Frecuencia nominal del voltaje (f_n)	= 60 [Hz]
Velocidad nominal (n_{Mrat})	= 1164 [rpm]
Número de polos (p)	= 6 [polos]
Resistencia del estator (R_s)	= 0.294 [Ohm/fase]
Inductancia de fuga del estator (L_{ls})	= 0.00139 [H/fase]
Resistencia del rotor (R_r)	= 0.156 [Ohm/fase]
Inductancia de fuga del rotor (L_{lr})	= 0.00074 [H/fase]
Inductancia magnetizante (L_m)	= 0.041 [H/fase]
Momento de inercia (J)	= 0.5 [Kh·m ²]

3.3 Transformaciones de coordenadas de Park y Clarke

Las transformaciones se han implementado según las relaciones explicadas en la sección 5.12. En la Fig. 3.5 se muestra los 4 bloques de transformación de coordenadas a emplear en las simulaciones.

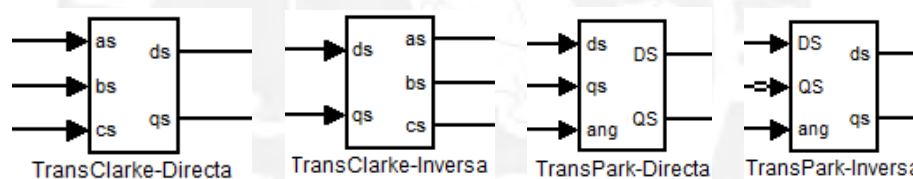


Fig. 3.5 Transformaciones de coordenadas de Clarke y Park. (elaboración propia)

La Transformación de Clarke directa e inversa provienen de las ec. (5.40) y ec. (5.42) respectivamente. Esta transformación permite expresar los componentes trifásicos a, b y c en componentes bifásicos d y q o viceversa.

La Transformación de Park directa e inversa provienen de las ec. (5.49) y ec. (5.50) respectivamente. Esta transformación permite expresar los componentes bifásicos d y q en referencia estacionaria en componentes bifásicos d y q en referencia de excitación o viceversa.

En la Fig. 3.7 se realiza todo el ciclo de transformaciones, es decir, primero las transformaciones directa y luego las inversas. Se observa que la salida de la transformación de Clarke inversa es idéntica a la señal de entrada. Se observa en la Fig. 3.8 que las señales DS y QS tienen valores distintos en todo momento.

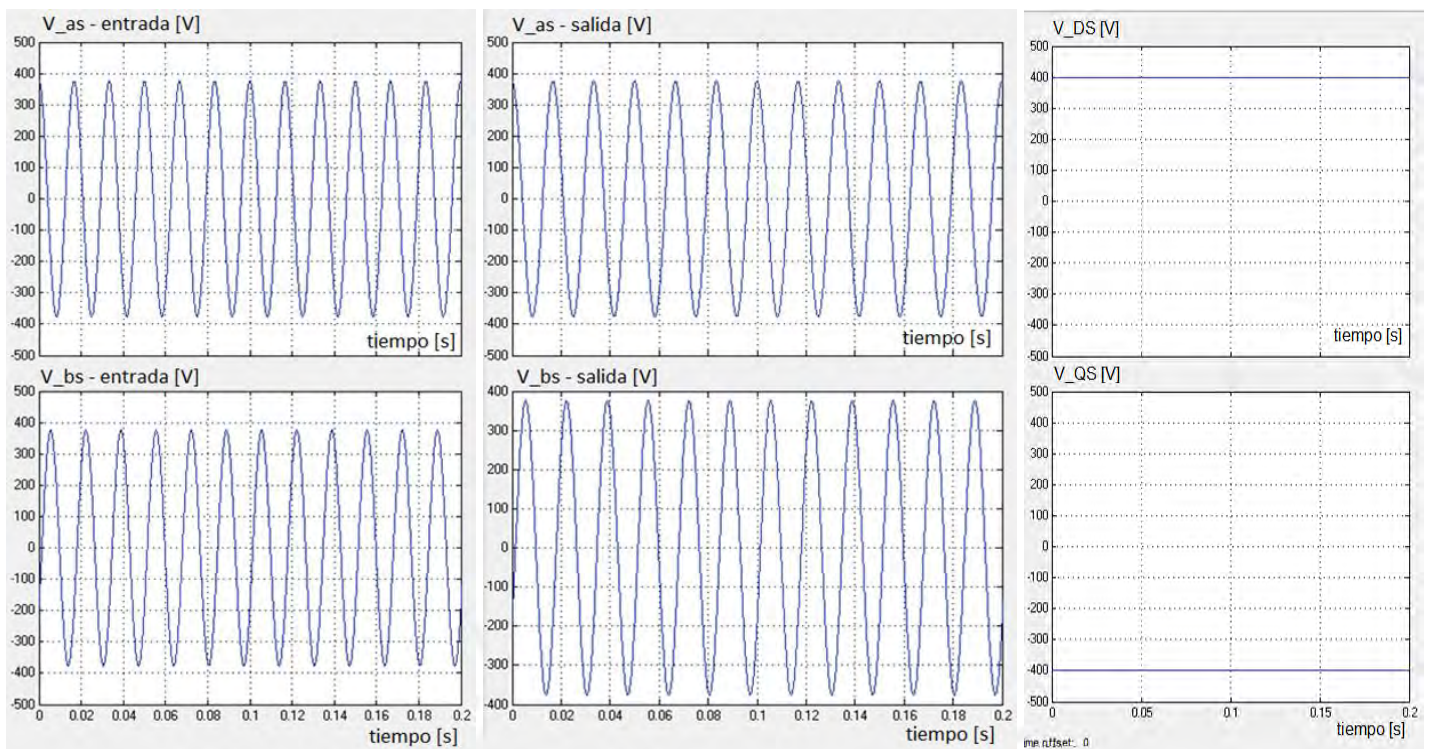


Fig. 3.8 Resultado del ciclo de transformaciones de Park y Clarke.

3.4 Torque de carga

Mediante este bloque se podrá simular el comportamiento del motor seleccionando algún tipo de carga acoplada a su eje. Las opciones son: Taladro, Bomba hidráulica y carga constante.

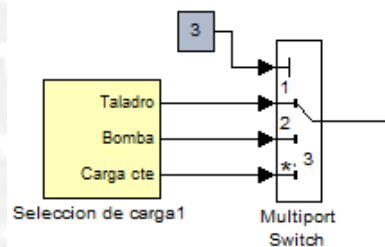


Fig. 3.9 Bloque selección de carga. (elaboración propia)

Teniendo en cuenta que los tipos de cargas más comunes para un motor, son aquellos de torque inverso, torque cuadrático y torque constante, se ha considerado simular los comportamientos de un taladro (torque inverso), una bomba centrífuga (torque cuadrático) y una faja transportadora (torque constante), según la Tabla 1.1. [11]

Estas cargas son simuladas mediante la herramienta “Lookup Table” de Simulink, en donde se puede ingresar el torque respecto a la velocidad en diferentes zonas de operación. Adicionalmente, para estos valores de la carga, se ha considerado que son cargas destinadas a trabajar con velocidades cercanas a 1800 rpm y que no debería exceder los 50 N.m (para propósitos de simulación). Las curvas características de las cargas son mostradas en la Fig. 3.10.

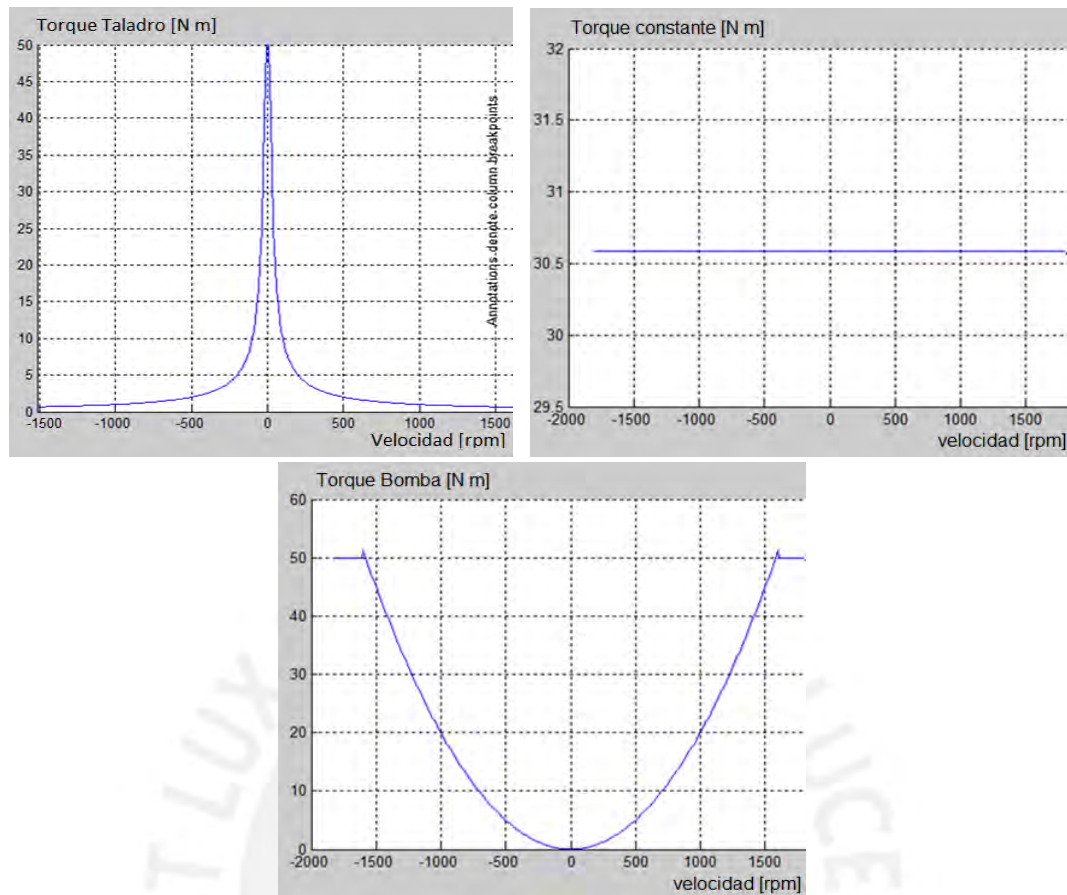


Fig. 3.10 Opciones de carga para el motor. Torque inverso, cuadrático y constante.

3.5 Bloque Inversor

Para el inversor se va usar el modelo ideal de un inversor fuente de voltaje. [1]

Debido a que solo están permitidos dos estados para cada rama del inversor trifásico (porque los conmutadores de la misma rama deben ser opuestos para evitar el cortocircuito), a cada rama se le puede asignar una variable lógica. En efecto, solo se permiten 8 estados cada el circuito de potencia.

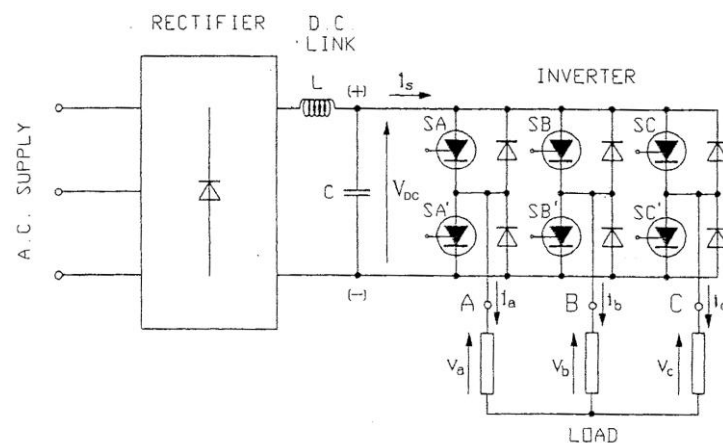


Fig. 3.11 Diagrama del circuito de un inversor trifásico. [1]

Las variables de conmutación lógicas de la Fig. 3.11 se pueden definir como:

$$\begin{aligned} a &= \begin{cases} 0 & \text{si SA=off y SA'=on} \\ 1 & \text{si SA=on y SA'=off} \end{cases} \\ b &= \begin{cases} 0 & \text{si SB=off y SB'=on} \\ 1 & \text{si SB=on y SB'=off} \end{cases} \\ c &= \begin{cases} 0 & \text{si SC=off y SC'=on} \\ 1 & \text{si SC=on y SC'=off} \end{cases} \end{aligned} \quad \text{ec. (3.5)}$$

En donde el estado “on” indica que dicho conmutador conduce.

Los valores instantáneos línea-línea de los voltajes de salida del inversor, están dados por:

$$\begin{aligned} v_{ab} &= V_{dc} (a - b) \\ v_{bc} &= V_{dc} (b - c) \\ v_{ca} &= V_{dc} (c - a) \end{aligned} \quad \text{ec. (3.6)}$$

En donde V_{dc} es el voltaje d.c de alimentación del inversor. En los sistemas trifásicos balanceados, los voltajes línea a neutro pueden ser calculados a partir de los voltajes línea a línea. A partir de dichas relaciones se puede obtener los voltajes línea a neutro, también llamado voltaje de fase, en función de las variables lógicas de los conmutadores:

$$\begin{aligned} v_a &= \frac{V_{dc}}{3} (2a - b - c) \\ v_b &= \frac{V_{dc}}{3} (2b - c - a) \\ v_c &= \frac{V_{dc}}{3} (2c - a - b) \end{aligned} \quad \text{ec. (3.7)}$$

De estas ecuaciones se observa que el voltaje línea a neutro solo puede tomar 5 valores:

$-2/3V_{dc}$, $-1/3V_{dc}$, 0 , $1/3V_{dc}$ y $2/3V_{dc}$. A partir de la ec. (3.7), se puede establecer el diagrama de bloques de simulación del inversor mostrado en la Fig. 3.12.

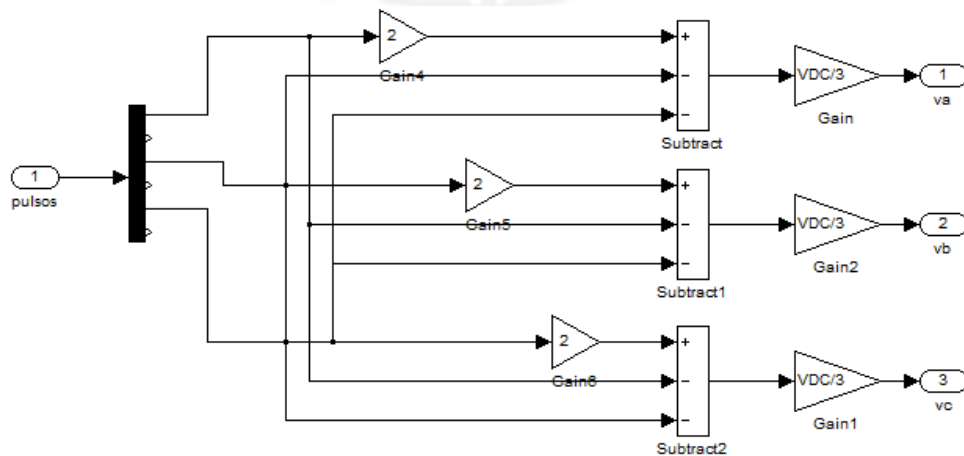


Fig. 3.12 Inversor ideal empleado en la simulación. (elaboración propia)

Para la selección del voltaje “d.c.” que alimenta el inversor se tiene el criterio que el voltaje rms máximo otorgado por el modulador SV-PWM debe ser 220V. Entonces, sabiendo de la sección 1.3.2, que el este voltaje máximo está dado por:

$$v_{rms-max}^{L-L} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$$

Se puede concluir que el voltaje d.c que alimenta al inversor (para el método escalar) debe ser:
Vdc=311 V.

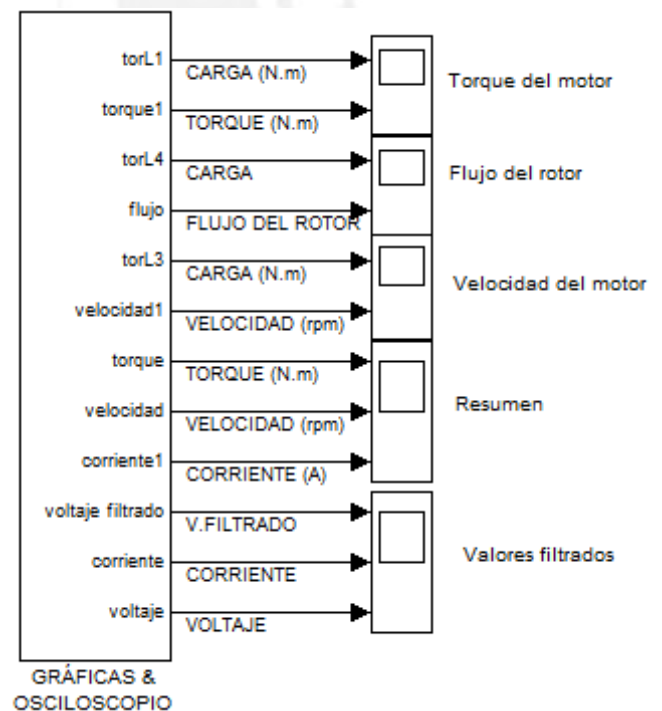
Para el método vectorial, se diseñará de modo tal que el variador regule la señal de voltaje por medio de histéresis corriente

3.6 Gráficas y osciloscopio

Este bloque contiene las señales necesarias para un completo análisis del comportamiento dinámico del motor según el tipo de control aplicado.

Las señales más importantes que se puede visualizar son: corriente, voltaje, torque desarrollado del motor, velocidad y flujo del rotor, como se muestra en la Fig. 3.13.

Fig. 3.13 Bloque de gráficas y osciloscopio del sistema simulado de control.



3.7 Bloque controlador de velocidad

Este bloque contendrá todos los algoritmos de control según los métodos vistos en los capítulos 2.2 y 2.3. Tiene como entrada la velocidad de referencia (fijado por el usuario), la velocidad del eje del motor (simula la medida del “encoder” de velocidad) y como salida las señales lógicas de los pulsos que controlarán los semi-conductores de potencia, como se aprecia en la Fig. 3.14 . Una diferencia entre ambos controladores es que con el método vectorial (orientación indirecta del flujo del rotor – IFOC) es necesario las medidas de corriente.

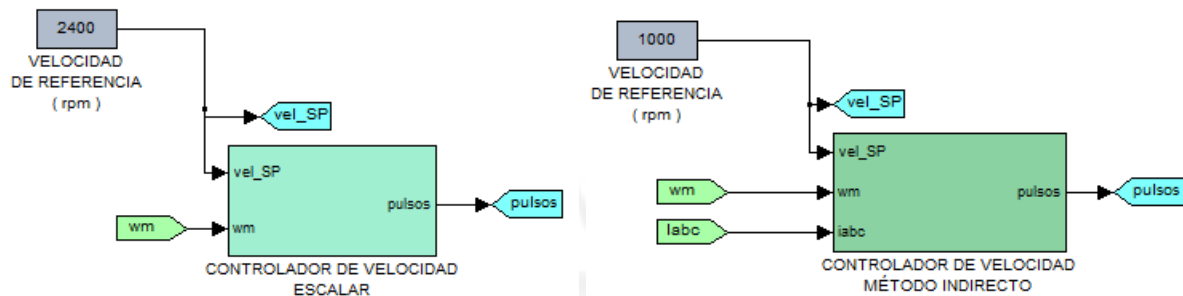


Fig. 3.14 Bloque controlador de velocidad con el método escalar y vectorial.

3.8 Simulación del Control de velocidad Escalar

3.8.1 Controlador de velocidad

Partiendo del esquema básico del método escalar de la Fig. 2.1 , se puede obtener el esquema de simulación mostrado en la Fig. 3.15, el cual está conformado por un controlador de deslizamiento un bloque de cálculo de voltaje, un integrador discreto y un generador de pulsos con SV-PWM.

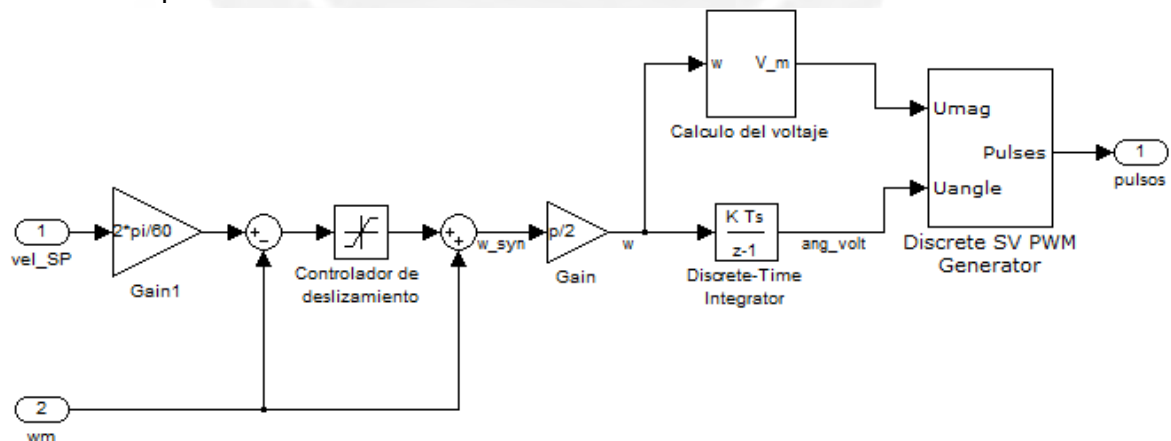


Fig. 3.15 Esquema de simulación del control escalar. (elaboración propia)

Para el regulador del deslizamiento se ha usado un saturador (limitador), la cual según la ecuación ec. (2.5), de la sección 2.2.3, limita el comando de deslizamiento. Se ha seleccionado un valor de 0.85 la velocidad de deslizamiento a la que se da el torque máximo, es decir:

$$\omega_{sl_LIMIT}^* = 0.85 \frac{R_R}{L_L} = 63.61$$

Para el bloque generador de pulsos mediante modulación por ancho de pulso de vector espacial (SV-PWM), se tiene en consideración que “Uangle” es el ángulo del vector espacial del voltaje del estator que se desea producir y “Umag” es el índice de modulación empleando esta técnica, es decir, la fracción del voltaje máximo disponible. Se ha seleccionado la frecuencia de conmutación de este módulo “Generador SV-PWM” igual a 2.5 KHz.

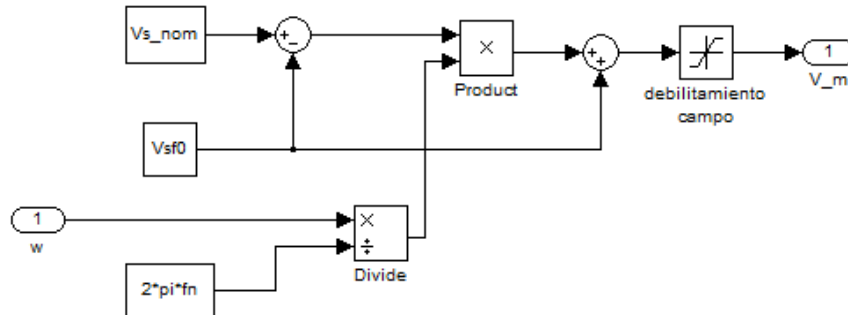


Fig. 3.16 Diagrama de bloques del cálculo del voltaje (índice de modulación).

Para el bloque controlador del voltaje, se ha considerado la ec. (2.1) de la sección 2.2.2 en donde V_{sf0} (voltaje de ajuste) se selecciona como 4% del voltaje máximo disponible otorgado por el inversor con modulación SV-PWM, entonces:

$$V_{sf0} = 0.04$$

y como el voltaje nominal debe ser 220V, entonces debido a que el voltaje máximo entregado por el inversor con modulación SV-PWM será 220V:

$$V_{s_nom} = 1$$

El limitador se emplea para hacer que el voltaje permanezca constante en V_{s_nom} a frecuencias mayores que la nominal.

Cabe recalcar que la salida de este controlador de voltaje será el índice de modulación empleado en el Generador SV-PWM, es decir, la fracción del voltaje máximo otorgado.

3.8.2 Simulación del arranque directo

Para un adecuado análisis del comportamiento en estado transitorio, primero se debe entender cómo se comporta cuando se aplica directamente el voltaje de alimentación trifásico, 220Vrms, 60Hz, con una carga en el eje de $0.5T_n$ - $1T_n$ - $0.5T_n$ a los 0 - 1.2 - 1.7 segundos.

Observaciones:

- El torque máximo en el arranque es 210 N.m (3.4 veces T_n),
- El torque presenta grandes oscilaciones en estado transitorio
- El tiempo de establecimiento de la velocidad es de 1 segundo.
- Siempre existirá un error de velocidad en estado estable, puesto que es no controlada.
- Existe una variación de velocidad en estado estable ante variación de carga.

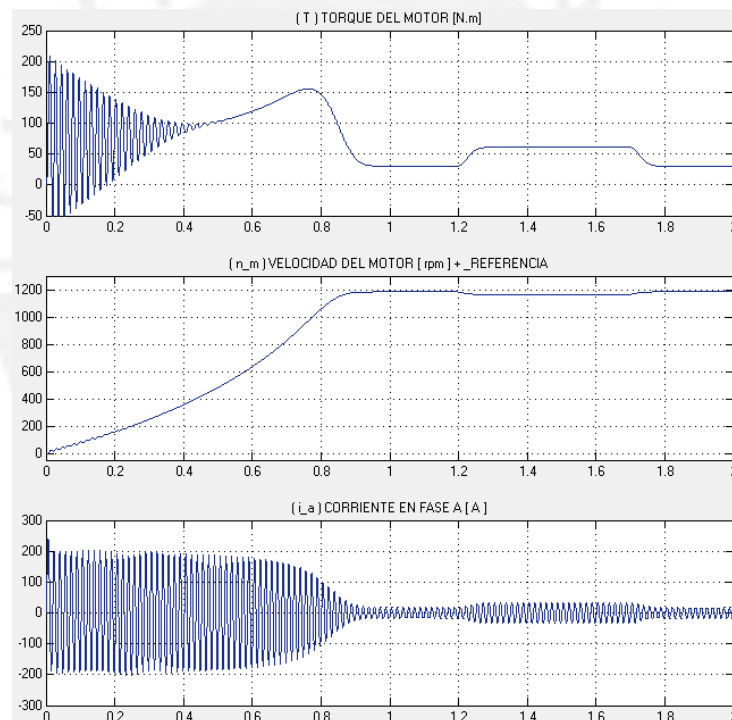


Fig. 3.17 Comportamiento transitorio del motor con arranque directo.

3.8.3 Simulación del controlador de velocidad escalar básico

Para las simulaciones, se ha seleccionado la velocidad requerida igual a 950 rpm, con el motor acoplado a una carga de torque constante igual a 0.5 el torque nominal del motor.

Se puede notar que el control escalar básico, es decir mediante limitador de deslizamiento, tiene una buena respuesta de la velocidad en estado estable. Sin embargo, tiene una pobre respuesta transitoria del torque, es decir, el torque es muy oscilante en el arranque.

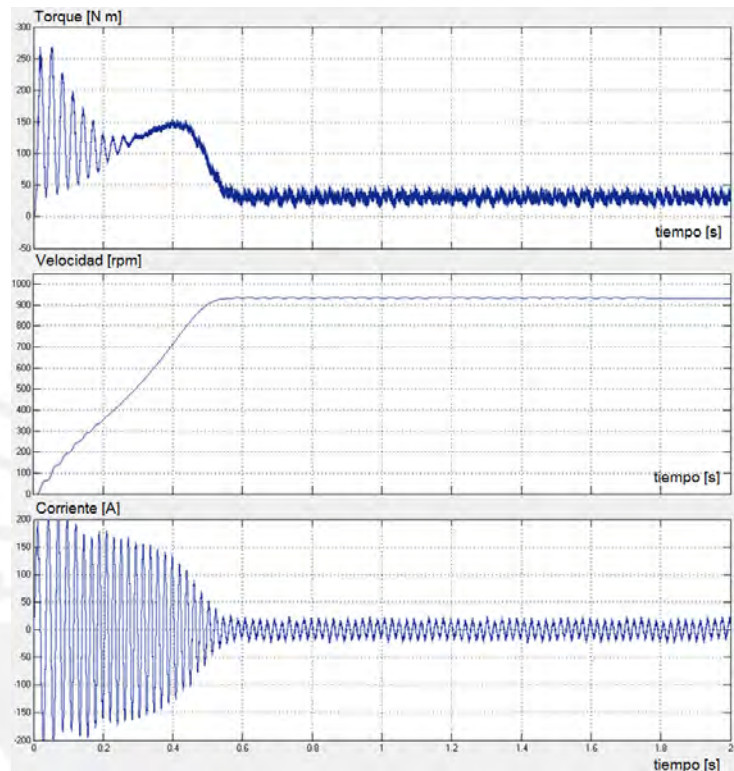


Fig. 3.18 Comportamiento transitorio del control escalar básico.

Cabe mencionar que la velocidad requerida no es alcanzada en el estado estable, la velocidad alcanzada es 934 rpm cuando el “set-point” fue de 950 rpm.

Ahora veamos en la Fig. 3.19 cómo se comporta ante cambios repentinos en la carga (de 0.5T_n a 1T_n). Se puede apreciar que el torque aumenta ante el cambio para igualar el torque de carga y que la velocidad disminuye, producto de este aumento en la carga. De 934 rpm la velocidad disminuye a 915 rpm.

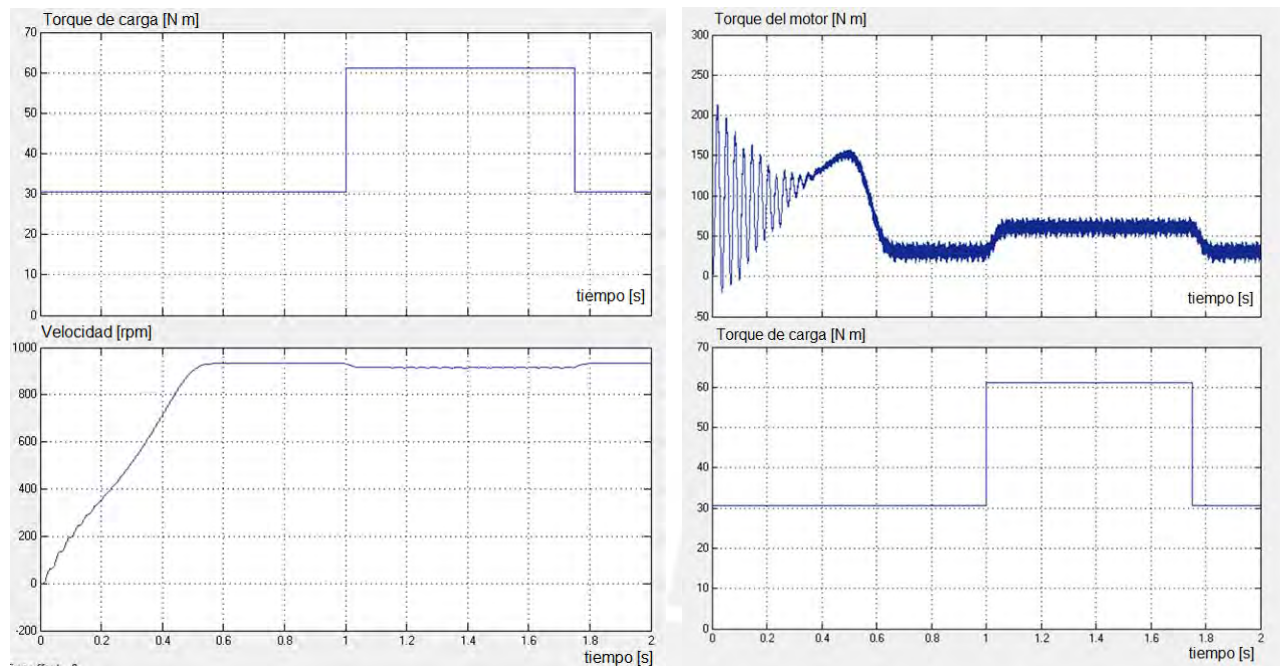


Fig. 3.19 Comportamiento transitorio del control escalar básico ante cambios de carga.

Disminuciones en la velocidad como esta, son indeseables para procesos industriales de precisión. Por ejemplo, si se requiere una productividad permanente de 5 cajas por minuto en una faja transportadora, ante cajas más pesadas la productividad se verá disminuída.

Observaciones:

- El torque máximo en el arranque es 260 N.m,
- El torque presenta grandes oscilaciones en estado transitorio
- El tiempo de establecimiento de la velocidad es 0.58 segundos.
- Existe un error en estado estable de la velocidad del motor de -1.7%
- Existe una variación de velocidad en estado estable ante variación de carga, de -19 rpm (-2%).

3.8.4 Simulación del controlador de velocidad escalar usando controlador PI

Ahora, se va a implementar el esquema planteado en la sección 2.2.4, en donde se agrega un controlador PI antes del regulador de deslizamiento. Esta configuración mejorada del método escalar se muestra en la Fig. 3.20.

La sintonización se realizó según el criterio planteado en la sección 2.2.4.

Se define B como un valor cercano a cero (por ejemplo 0.0001), el deslizamiento nominal de la velocidad del rotor como $swm_n = 20$ rad/s, y el tiempo de establecimiento deseado igual a 0.5 segundos.

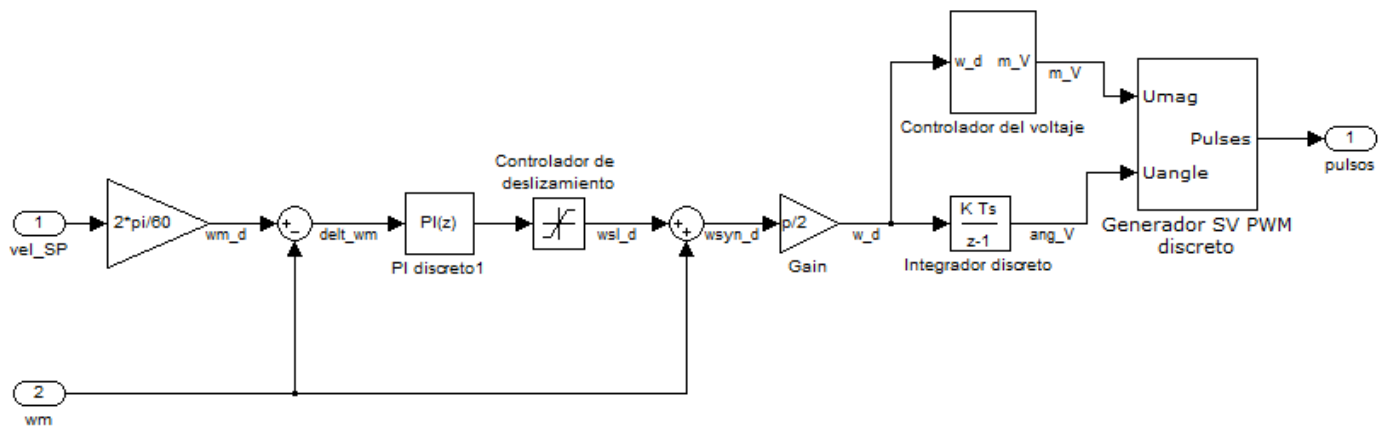


Fig. 3.20 Control escalar de la velocidad mediante controlador PI. (elaboración propia)

Entonces:

$$K_p = J/(0.5 \cdot T_n / swm_n)$$

$$T_i = J/B$$

$$K_i = K_p/T_i$$

Resulta en:

$$K_p = 0.3269$$

$$K_i = 0.0006539$$

En donde el controlador PI tiene la siguiente forma:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$$

Realizando la simulación con estos valores el motor responde de la siguiente manera:

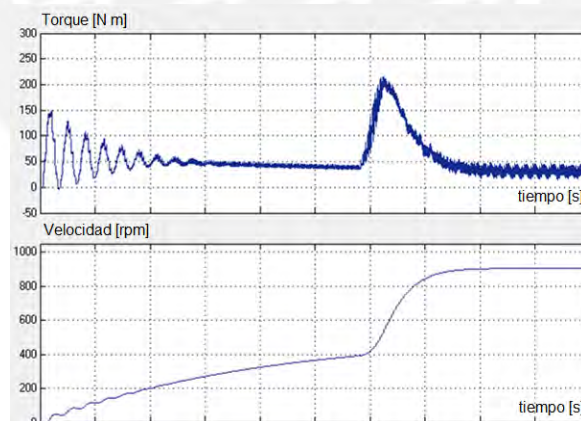


Fig. 3.21 Respuesta del método escalar con controlador PI – configuración 1.

La velocidad se estabiliza en 1.6 seg., y en estado estable alcanza un valor de 905 rpm. En conclusión, se necesita aumentar el valor de proporcional. Después de realizar pruebas empíricas se determinó que los valores óptimos para este controlador PI son:

$$K_p = 5 \cdot K_p = 1.6346, \quad K_i = 80 \cdot K_i = 0.0523$$

Los resultados que se obtuvieron se muestran en la siguiente gráfica:

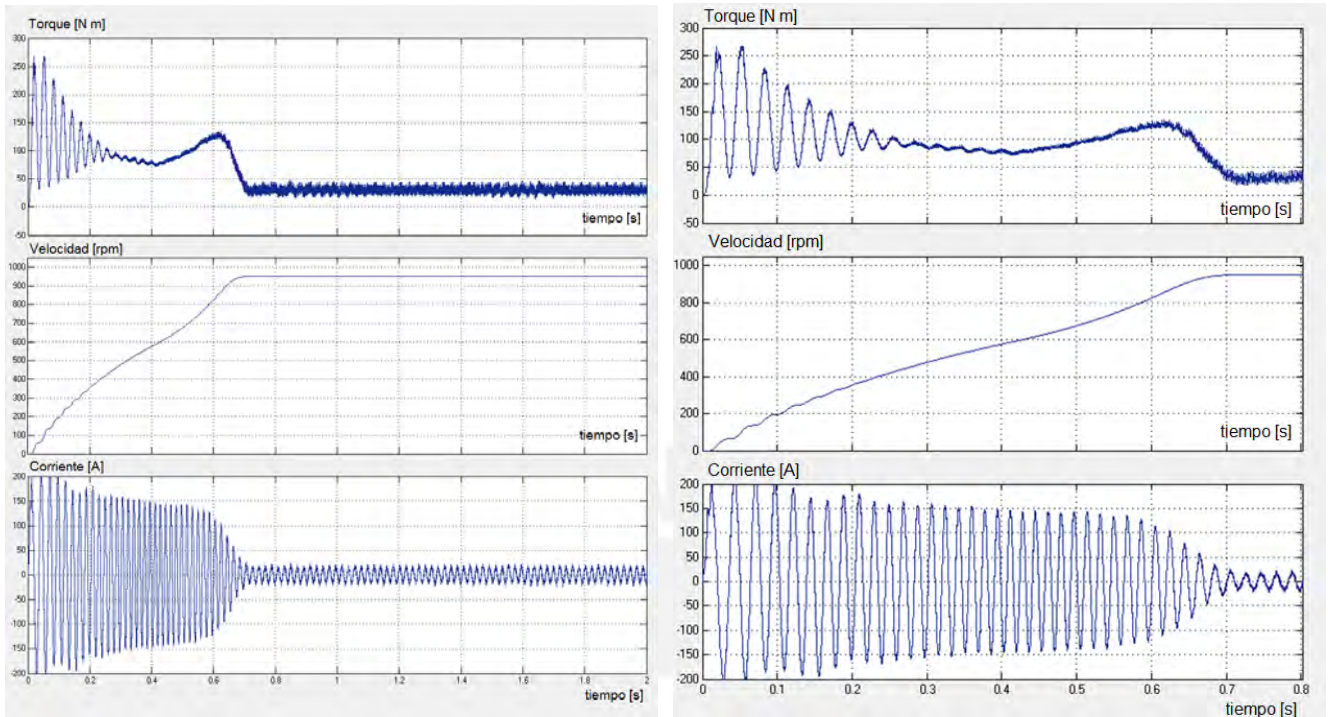


Fig. 3.22 Respuesta del método escalar con controlador PI – configuración 2.

Donde se puede ver que la velocidad en estado estable es 949 rpm, el tiempo de establecimiento es 0.7 s. y las oscilaciones del torque permanecen apreciables.

En la Fig. 3.23 se muestra que ante cambios repentinos en la carga, de 949rpm la velocidad disminuye a 937rpm:

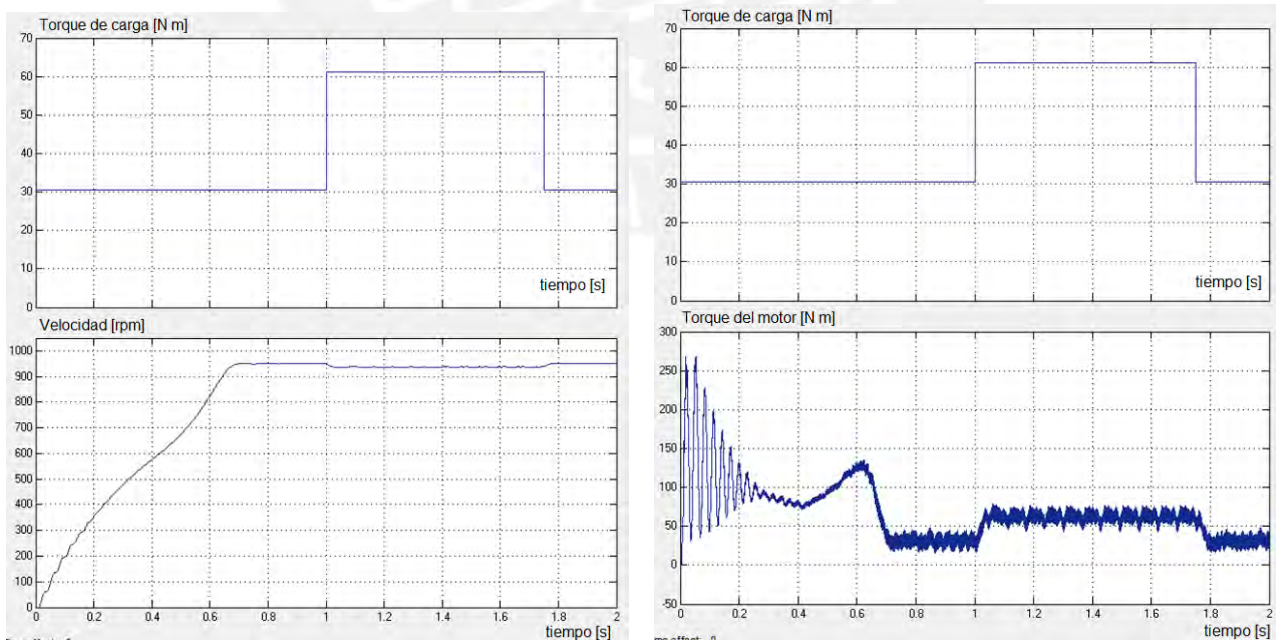


Fig. 3.23 Comportamiento transitorio del control escalar con PI – configuración 2.

Para terminar este análisis, se muestra la corriente y el voltaje en una fracción de tiempo en la Fig. 3.24, en donde se observa que las corrientes tienen forma aproximadamente senoidales, pero con rizados inherentes a la acción del inversor. Se muestra también el voltaje de línea, el cual tiene forma modulada por cada estado de conducción (tal y como debe ser según lo explicado en la sección 1.3.2). El voltaje rms del estator es aproximadamente 167 Vrms y la frecuencia es 46Hz. Entonces, se puede comprobar que se cumple la condición V/f constante.

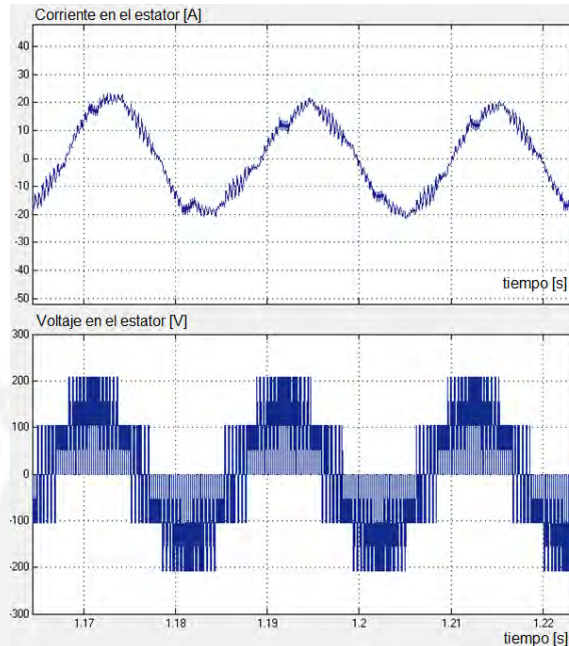


Fig. 3.24 Corriente y voltaje en estado transitorio con SV-PWM.

3.8.5 Observaciones sobre la simulación del control escalar

Como observaciones resultantes de las simulaciones realizadas, se puede deducir que:

Observaciones:

- El torque máximo en el arranque es 268 N.m,
- El torque presenta grandes oscilaciones en estado transitorio
- El tiempo de establecimiento de la velocidad es 0.7 segundos
- Existe un error en estado estable de la velocidad del motor de -0.1%
- Existen oscilaciones del torque ante cambios repentinos de carga
- Existe una variación de velocidad en estado estable ante variación de carga, de -12 rpm (-1.3%).

3.9 Simulación del Control de velocidad con el método vectorial

3.9.1 Simulación del control por campo orientado

En la siguiente figura se muestra el bloque “Control Vectorial” mediante el método indirecto. Tiene como entrada el flujo deseado y el torque deseado y genera como salida la secuencia de pulsos que serán ingresados a los “gates” de los 6 semiconductores del inversor

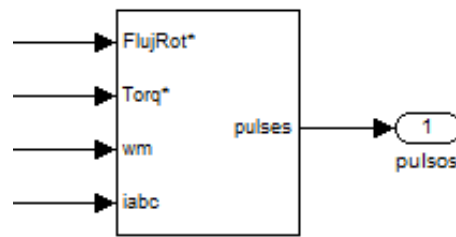


Fig. 3.25 Bloque “Control Vectorial” para simulación en Simulink. (elaboración propia)

A continuación se muestra el bloque de control mediante el método indirecto por orientación el flujo del rotor. Los bloques de control corresponden al diagrama de control de la Fig. 2.5 Fig. 2.5 Sistema de control vectorial para un motor de inducción con el método de, control orientado a campo del flujo del rotor indirecto, en donde solo se requiere la señal de velocidad del rotor para desacoplar las componentes del torque y del flujo perteneciente a la corriente del estator.

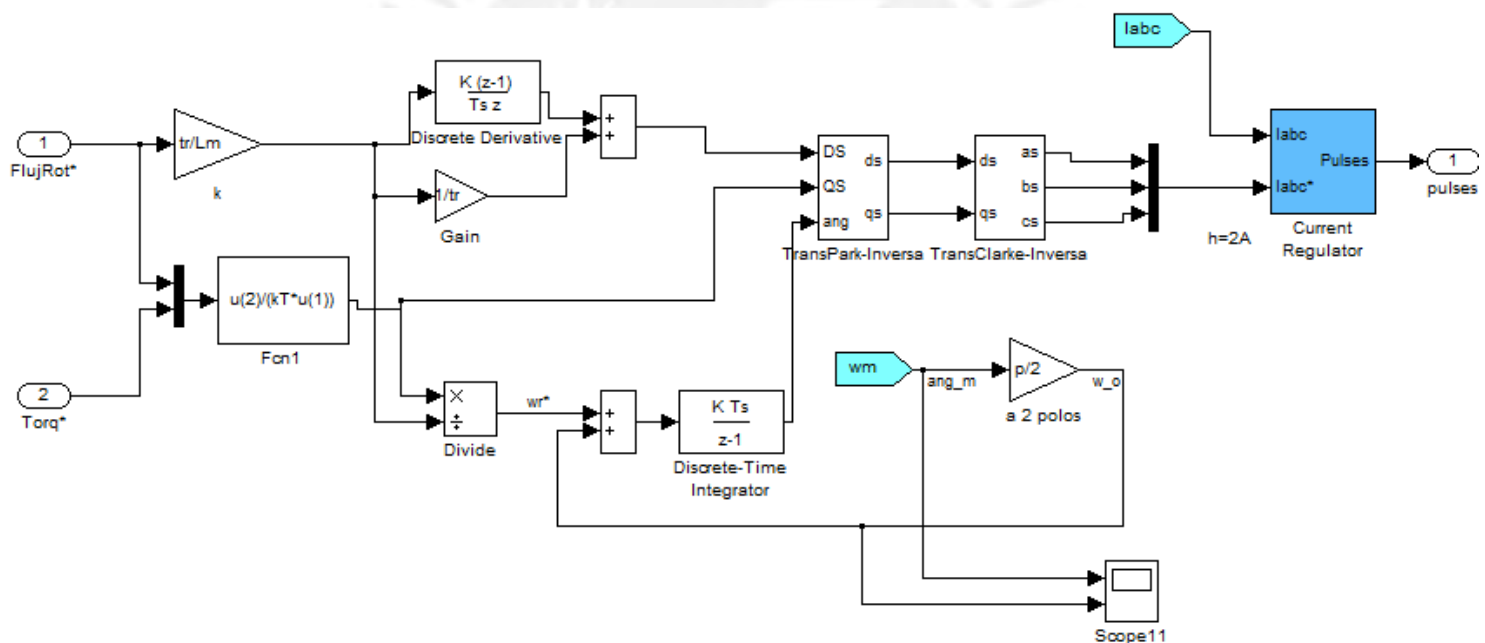


Fig. 3.26 Esquema del Control vectorial por orientación indirecta del flujo del rotor – versión clásica. (elaboración propia)

Se ha decidido usar un inversor fuente de voltaje controlado por corriente usando de histéresis de corriente, explicado en la sección 1.5.4 porque genera las corrientes deseadas de forma precisa (aunque con rizado) y por su simplicidad de control. Este método de control del inversor está implementado dentro del bloque “regulador de corriente”, mostrado en la Fig. 3.27, la cual tiene como entrada los errores de las corrientes de fase y como salida las variables lógicas del inversor, es decir, los estados de conmutación de los semiconductores, según lo visto en la sección 1.5.4.

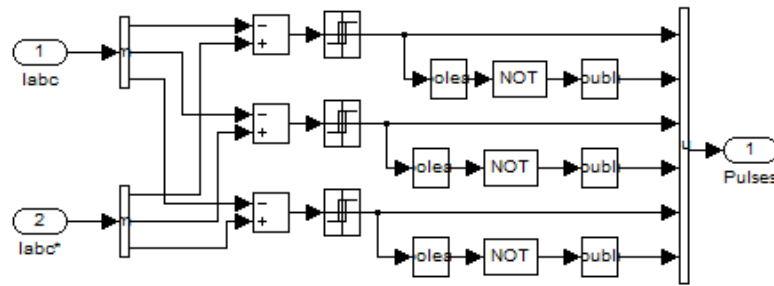


Fig. 3.27 Regulador de corriente del inversor por método de histéresis de corriente. (elaboración propia)

Es una buena práctica que el comando del flujo del rotor sea un valor cercano al flujo nominal del rotor, la cual sabiendo los parámetros de este motor, se calcula es que es 0.67 Wb, por motivos de prueba seleccionador un valor de 0.5 Wb.

El torque deseado es una secuencia distintos valores que cambian cada 0.5 segundos. Estos valores (que se muestran en rosado en la Fig. 3.28 se han seleccionado de tal manera que teóricamente a los 0.5 segundos la velocidad debería llegar a los 1000 rpm y a partir de ello, el torque de comando se iguala al torque de la carga para mantener la velocidad constante y posteriormente desacelerar para pasar una velocidad negativa. A continuación, se muestra la respuesta del torque y velocidad.

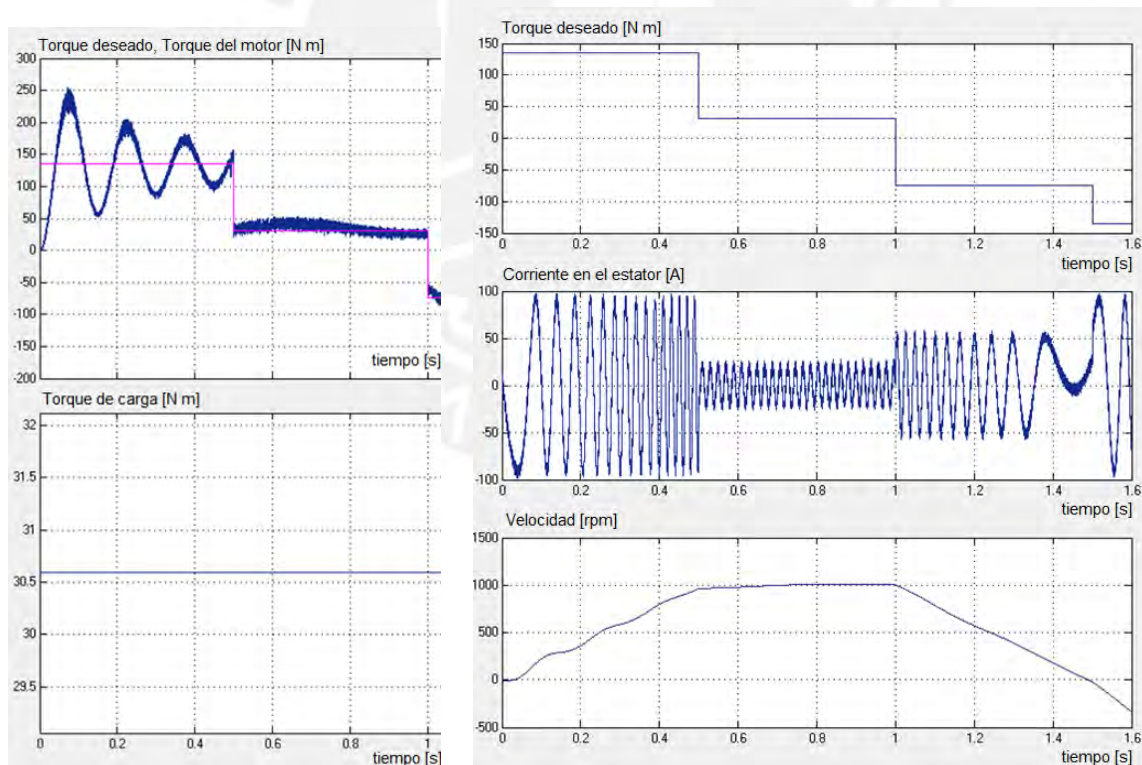


Fig. 3.28 Respuesta transitoria del control vectorial – versión clásica. (elaboración propia)

Como se observa en la simulación, en el arranque existe una oscilación del torque inherente al proceso (lazo abierto). Ante el primer cambio del torque de referencia, el torque del motor responde muy rápidamente se mantienen aproximadamente constante.

En la parte derecha de la figura se observa que efectivamente a los 0.5 segundos llega a los 1000 rpm y se mantiene aproximadamente constante para luego desacelerar. Se ve que cumple la condición que cuando el torque del motor es igual al torque de carga la, la aceleración es cero, por lo tanto la velocidad se mantiene constante. La pendiente constante se debe a que el torque del motor y de la carga se mantienen constantes.

A pesar que el torque sigue el torque de comando, este presenta oscilaciones muy notorias en el arranque. Por eso, se decide implementar una configuración alternativa del método indirecto, explicado en la sección 2.3.2. Haciendo uso de las ecuaciones mostradas en ec. (2.19) se implementa cada bloque de este método. La Fig. 3.29 muestra este esquema de control, la cual presenta una respuesta mejorada ante el torque de referencia.

Como se puede ver en la Fig. 3.29, la velocidad de requerida ω_r^* para la correcta orientación a campo (que lo calcula el bloque “calculo Teta” depende de valores calculados a partir de las mediciones generadas a partir de este mismo ángulo θ^* .

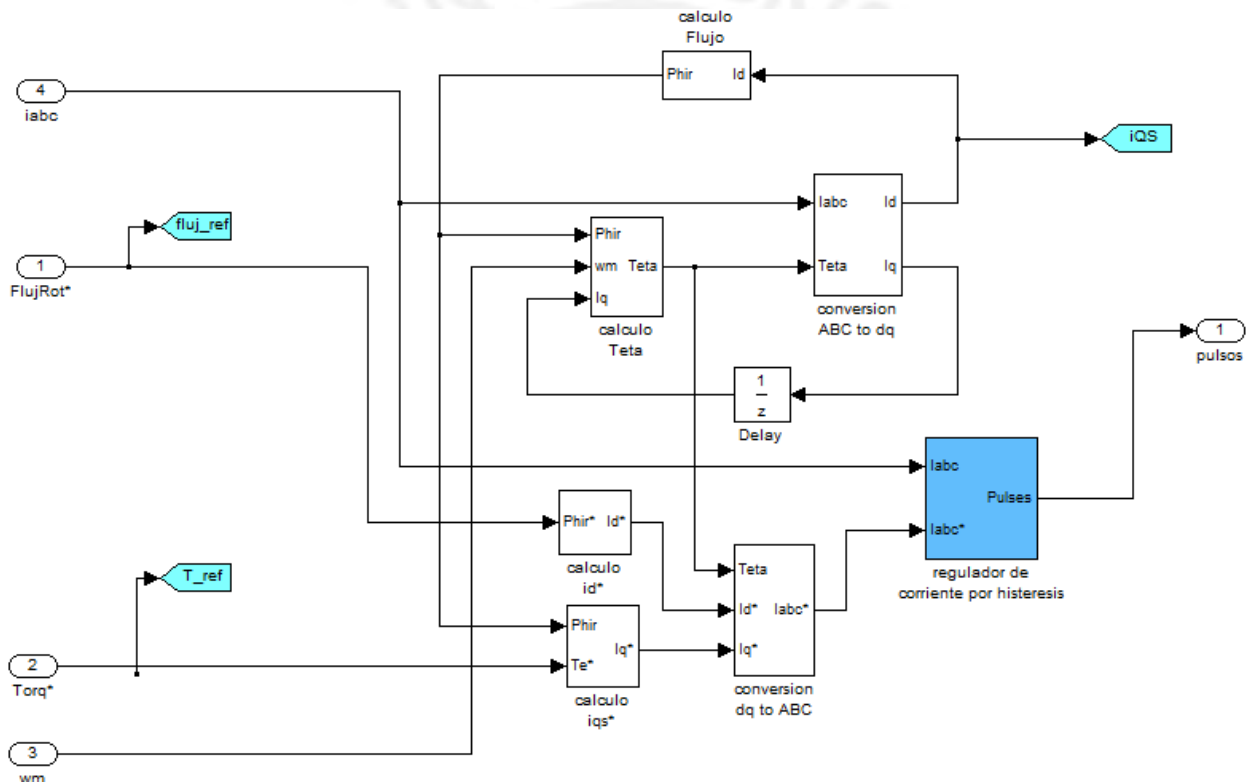


Fig. 3.29 Esquema del Control vectorial por orientación indirecta del flujo del rotor – configuración mejorada. (elaboración propia)

La principal observación es que a diferencia de la configuración anterior del método indirecto, el torque del motor sigue de forma precisa al torque requerido o de referencia sin oscilaciones y casi desde el instante cero. La Fig. 3.31 muestra el comportamiento del flujo que oscila alrededor de 0.5, el valor del flujo de referencia del rotor.

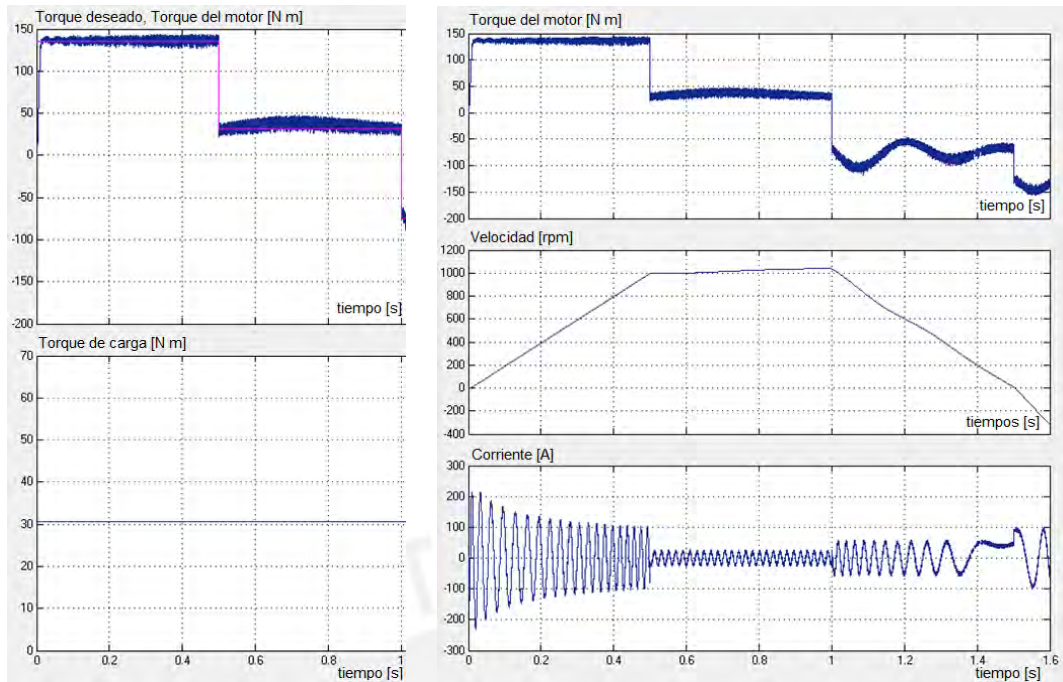


Fig. 3.30 Respuesta transitoria del control vectorial – configuración mejorada. (elaboración propia)

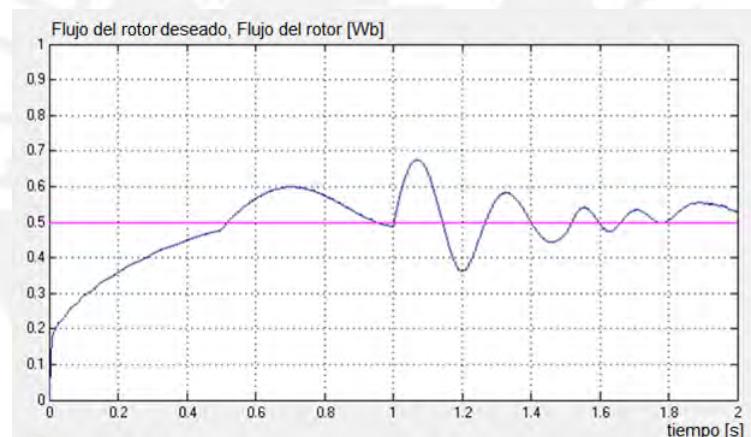


Fig. 3.31 Flujo del rotor en el control vectorial durante la operación del motor. (elaboración propia)

También se puede ver que en este caso la corriente en el arranque es dos veces la magnitud de la que resulta usando la configuración anterior (200A comparado con 100A), y disminuye conforme el motor aumenta su velocidad. Otra observación es que en el caso anterior la frecuencia de la corriente en el arranque aumentó drásticamente, en cambio en esta nueva configuración la frecuencia de la corriente casi no cambia durante el arranque. Todo ello es una manifestación de que el torque del motor siga al torque de referencia de manera muy precisa.

3.9.2 Controlador de velocidad del método vectorial

En la Fig. 3.32 se muestra el diagrama del controlador de velocidad para el método vectorial indirecta. Según lo planteado en la Fig. 2.7 el flujo debe permanecer constante para

velocidades menores que la nominal y el comando del torque debe ser la salida de un controlador PI el cual tiene como entrada el error entre la velocidad de referencia y la velocidad real del motor (medido en la práctica mediante un “encoder incremental” por ejemplo) y como salida el torque de referencia requerida para el control de velocidad.

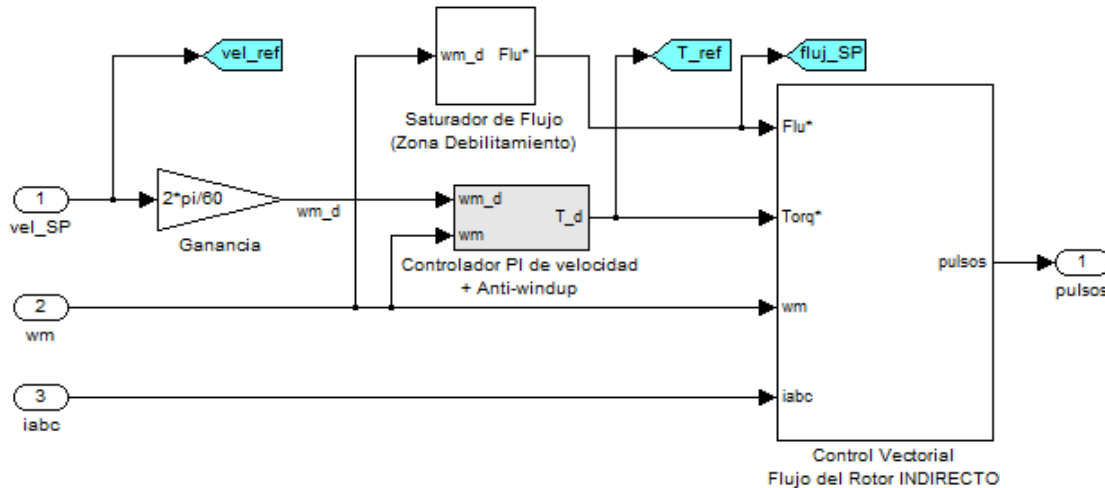


Fig. 3.32 Controlador de velocidad mediante el método vectorial (elaboración propia)

En la Fig. 3.33 se muestra los bloques para la simulación del controlador PI de velocidad para el método vectorial, representado por los valores K_p , K_i . Como se verá en el capítulo 3.9.3, también se realizarán los ensayos con una limitación del torque (T_{lim}), y con una adición de ganancia “anti-windup” (K_a).

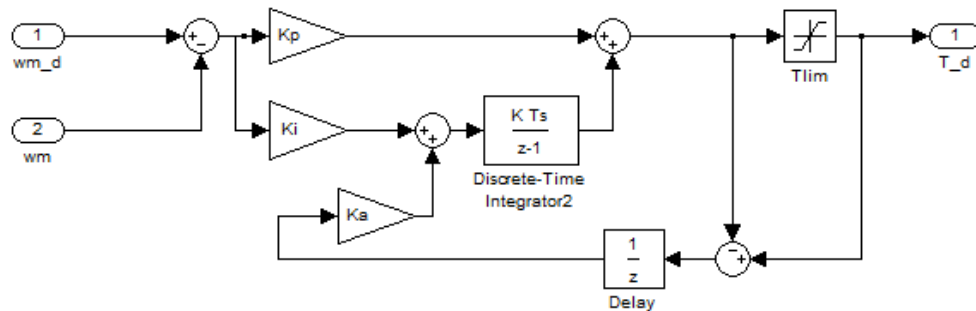


Fig. 3.33 Controlador PI de velocidad + Anti-windup para el método vectorial (elaboración propia)

Con respecto al flujo magnético del rotor, tomando como referencia la ec. (2.20), se diseña el saturador de flujo del rotor de manera tal que el motor pueda operar tanto a velocidades menores que la nominal con valor constante igual al flujo nominal del rotor como a velocidades mayores con relación inversa, como se muestra en la Fig. 3.34.

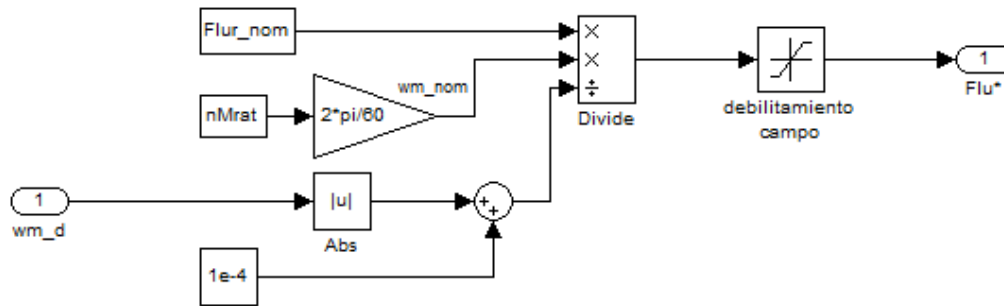


Fig. 3.34 Saturador del flujo magnético del rotor para el método vectorial. (elaboración propia)

Según lo planteado en la sección 2.3.3 Los valores de K_p y K_c pueden ser hallados mediante:

$$\begin{aligned} \omega_n &= 4.6 / (t_s \cdot e) \\ K_p &= 2 \cdot \omega_n \cdot e \cdot J \cdot \pi / 30 \\ K_c &= \omega_n^2 \cdot \pi \cdot J / (30 \cdot K_p) \end{aligned}$$

En donde el controlador PI tiene la siguiente forma:

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{K_c}{s} \right)$$

Entonces, seleccionando el tiempo de estabilización t_s en 0.5 segundos y el sobre-impulso en 5% ($e=0.8$), resulta:

$$K_p = 0.96, \quad K_c = 7.19$$

Estos valores serán tomados como de referencia para poder sintonizar experimentalmente según la respuesta de la velocidad. [9]

3.9.3 Simulación del controlador de velocidad vectorial

Para este análisis se va a considerar que el motor va a trabajar con una carga constante y que la velocidad de "set-point" es 950 rpm. Después de pruebas experimentales a partir de los valores hallados para K_p y K_c , se seleccionó los siguientes valores de las ganancias, las cuales dan un resultado óptimo (según el criterio de menor sobre impulso y menor tiempo de establecimiento). Los valores fueron:

$$K_p = 10 \cdot K_p = 9.6342, \quad K_c = 0.08 \cdot K_c = 0.575$$

Tal y como se observa en la Fig. 3.35, el torque de referencia que produce el controlador PI es de 1000 N.m, un valor muy grande lo cual hace que el torque producido por el motor sea muy elevado, 630 N.m, 10 veces T_n). Sin embargo, gracias a este efecto, el motor acelera muy rápidamente. La desventaja es que genera altas corriente en el arranque, como se puede observar en la Fig. 3.36, casi 300A de corriente de arranque (12 veces I_{nom}).

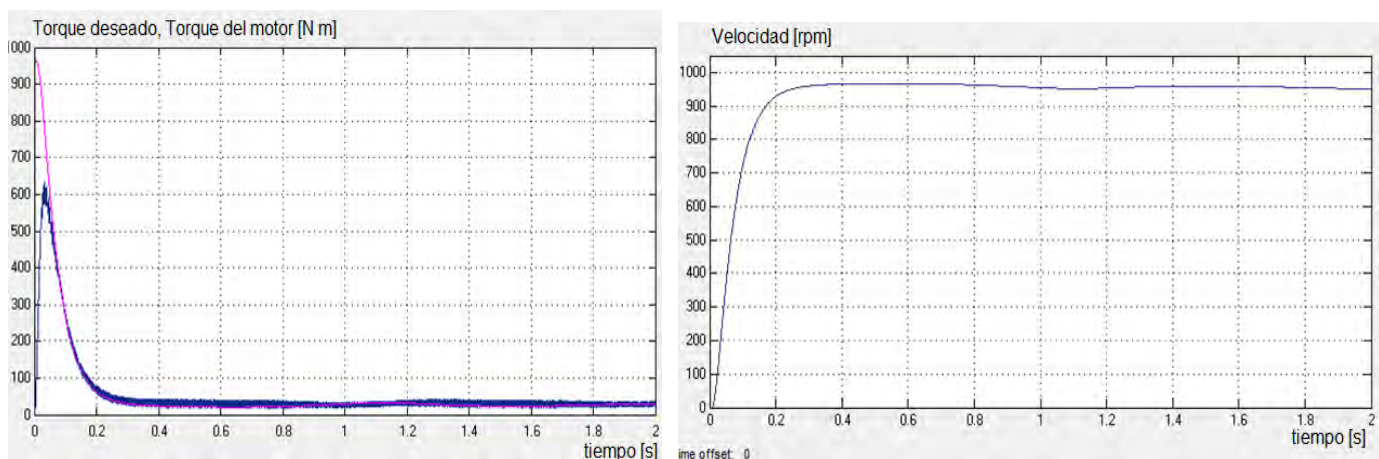


Fig. 3.35 Respuesta del torque y velocidad mediante control de velocidad vectorial.

A pesar de este inconveniente, el controlador vectorial de velocidad proporciona un error en estado estable de casi 0%, es decir, la velocidad del motor alcanza la velocidad de referencia; aparte de esto, también asegura un tiempo de establecimiento de la velocidad, de 0.3 segundos en este caso.

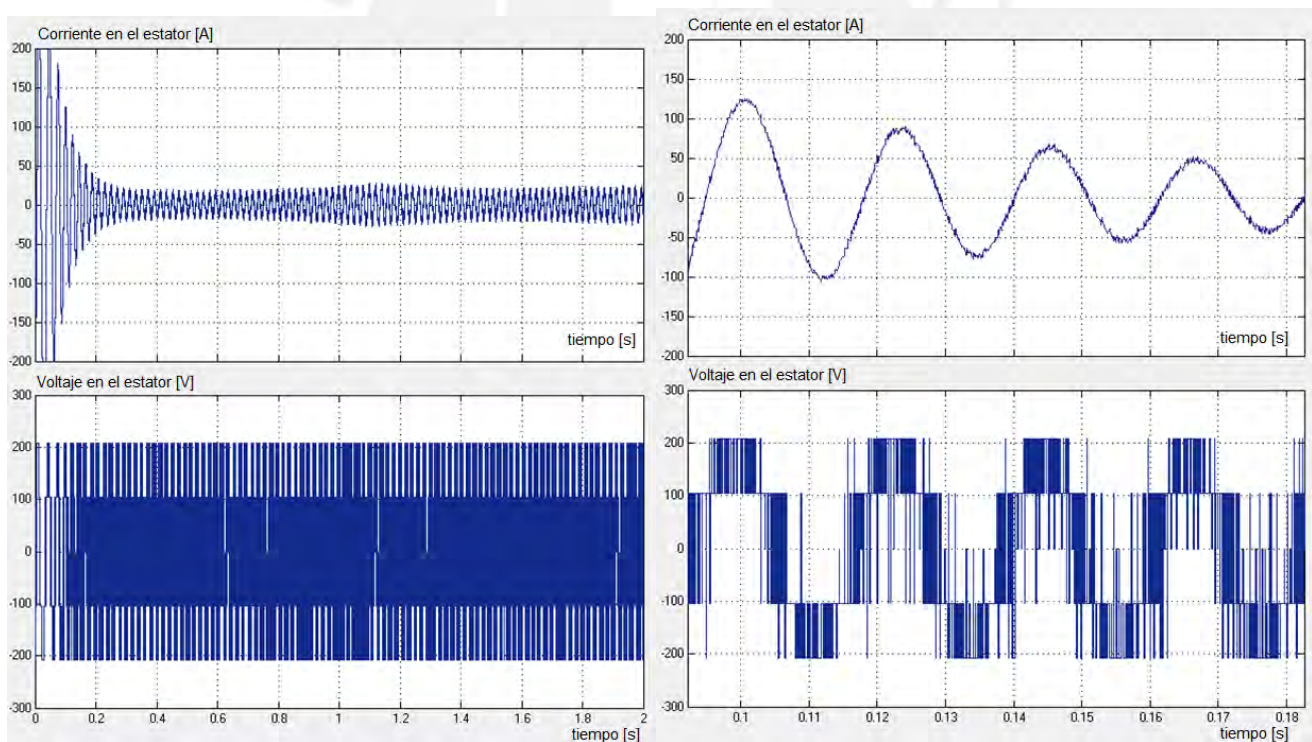


Fig. 3.36 Respuesta de la corriente y el voltaje mediante control de velocidad vectorial.

Asimismo se muestran las gráficas de corriente y voltaje del estator por fase en el arranque. Como se puede observar, las corrientes presentan un rizado (en este caso de 5 amperios) que se debe al control por histéresis empleado, y el voltaje de fase del estator obedece a

dicho control por histéresis, oscilando entre los valores discretos: $-VDC \cdot 2/3$, $-VDC \cdot 1/3$, 0, $VDC \cdot 1/3$ y $VDC \cdot 2/3$.

Para completar este análisis, se simula el cambio repentino de la carga del motor, para ver cuánto varía la velocidad. Como se puede observar en la Fig. 3.37, el cambio de velocidad ante el cambio de la carga es despreciable en estado estable. Por ejemplo, ante el cambio de 0.5 veces el torque nominal a 1.0 veces, la velocidad disminuye a 945 rpm.

Ahora analizamos el sobre-impulso de velocidad del motor con el control vectorial. Para esto, se ha realizado un acercamiento en el eje vertical (velocidad), desde 800 rpm a 1000 rpm para exagerar el sobre-impulso, y se ha ampliado el eje horizontal (tiempo) a 8 segundos, como se muestra en la Fig. 3.38. De esta forma, se puede observar que el sobre-impulso ocurre en todo tiempo por encima del valor de “set-point”, y que el tiempo de establecimiento real es de 6 segundos.

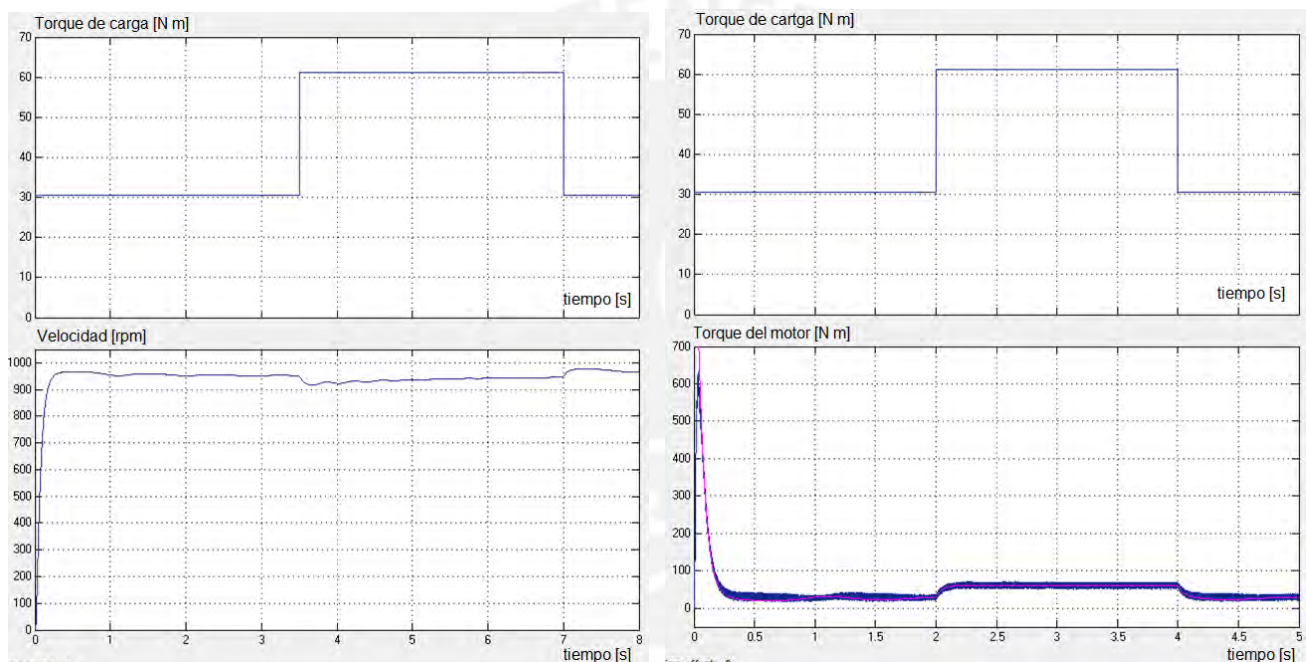


Fig. 3.37 Velocidad y Torque ante el cambio repentino de la carga. (elaboración propia)

Sin embargo, para el control vectorial se puede considerar el tiempo de establecimiento igual al tiempo de sobre-impulso (en este caso igual a 0.3s.), debido a que el sobre-impulso no es significativo (en este caso igual a 17rpm = 1.8%) y que la frecuencia del rizado es muy baja. Por este motivo, es válido considerar que a 0.3 segundos ya se ha alcanzado la velocidad de referencia, como se muestra en la Fig. 3.35.

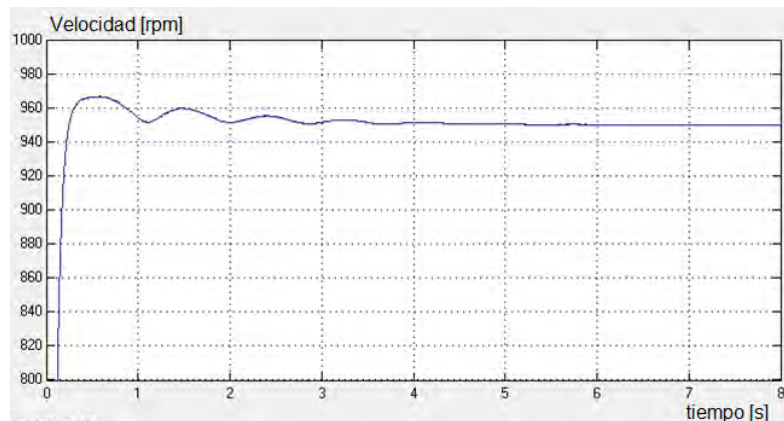


Fig. 3.38 Respuesta de velocidad mediante control vectorial con acercamiento en el eje vertical. (elaboración propia).

Como observaciones resultantes de las simulaciones realizadas, se puede deducir que:

- El torque pico en el arranque es aproximadamente 600 N.m (9 veces el torque nominal).
- El torque no presenta oscilaciones en estado transitorio.
- El tiempo de establecimiento de la velocidad es 0.3 segundos (tiempo de sobre-impulso).
- Existe un error en estado estable de la velocidad del motor de 0.0%.
- No existen oscilaciones apreciables del torque ante cambios repentinos de carga.
- Existe una variación de velocidad en estado estable ante variación de carga, de -5 rpm (-0.52%).

El método vectorial como hasta ahora se ha planteado, tiene la principal desventaja del elevado torque en el arranque (9 veces el torque nominal del motor), cuando se sabe que en un arranque directo, por lo visto en la sección 3.8.2, el toque en el arranque es un poco más de 3 veces el torque nominal, esto conlleva a un alto consumo de corriente (12 veces la corriente nominal) por lo que hace inviable esta solución puesto que esto implicaría efectos aun mayores que los efectos del arranque directo de un motor tales como desgaste mecánico, golpe de ariete y reducción de la vida útil del motor (aunque a modo de prueba se ha asumido cambios bruscos en la velocidad de referencia sin rampa o pendiente de arranque). Por ello nace la necesidad de limitar el torque que produce el variador con el método vectorial. Para efectos de una configuración óptima, se ha seleccionado un torque límite de 3 veces el torque nominal del motor ($3T_n$):

$$T_{lim} = 3T_n$$

Cuando aplicamos esta limitación del torque, la respuesta de velocidad genera un sobre-impulso aún más notable que el caso anterior, como se puede apreciar en la Fig. 3.39. Este efecto del sobre-impulso será más notorio a medida que incrementemos la velocidad de operación del variador.

Según el criterio de diseño 2 de la sección 2.1, se debe diseñar un variador cuyo sobre-impulso de velocidad no exceda el 10%, por ese motivo se pretende disminuir el efecto del sobre-impulso que se genera por la limitación del torque del motor.

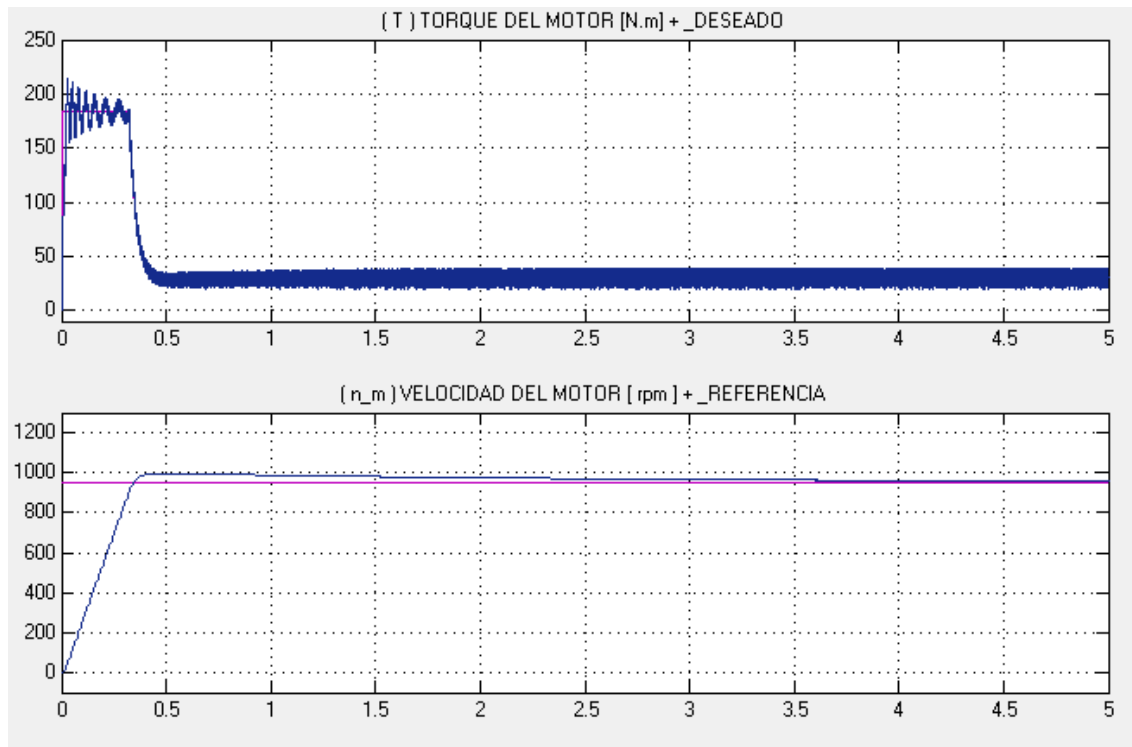


Fig. 3.39 Torque y velocidad del motor vs. tiempo [s], con $T_{lim}=3T_n$. (elaboración propia)

Se puede adicionar una parte denominada “anti-windup” (anti sobre-impulso) al lazo de control PI con la finalidad de disminuir la saturación de la señal de control generada por la acción integral, lo que provoca siempre un sobre-impulso en la velocidad. En la Fig. 3.40 se muestra el diagrama de bloques de control del lazo “PI anti-windup”. [4]

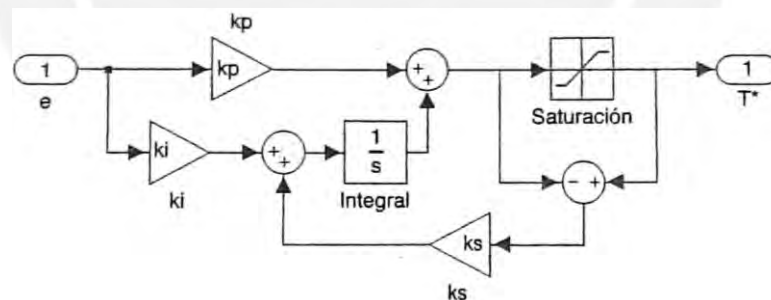


Fig. 3.40 Diagrama de bloques de control del lazo “PI anti-windup”. [4]

De esta manera se lograría que tanto el tiempo de establecimiento como el sobre-impulso de velocidad sean mucho menores. Sin embargo, se tiene los inconvenientes que su implementación es compleja y que si el rizado persiste mucho tiempo, el integrador puede ser tan grande que puede llevar a cabo un desbordamiento informático [4].

Luego de haber implementado el esquema de control mostrado en la Fig. 3.14 y luego de los ensayos empíricos respectivos, se ha determinado que el valor óptimo de la ganancia anti-windup (K_a) es:

$$K_a = 0.3468$$

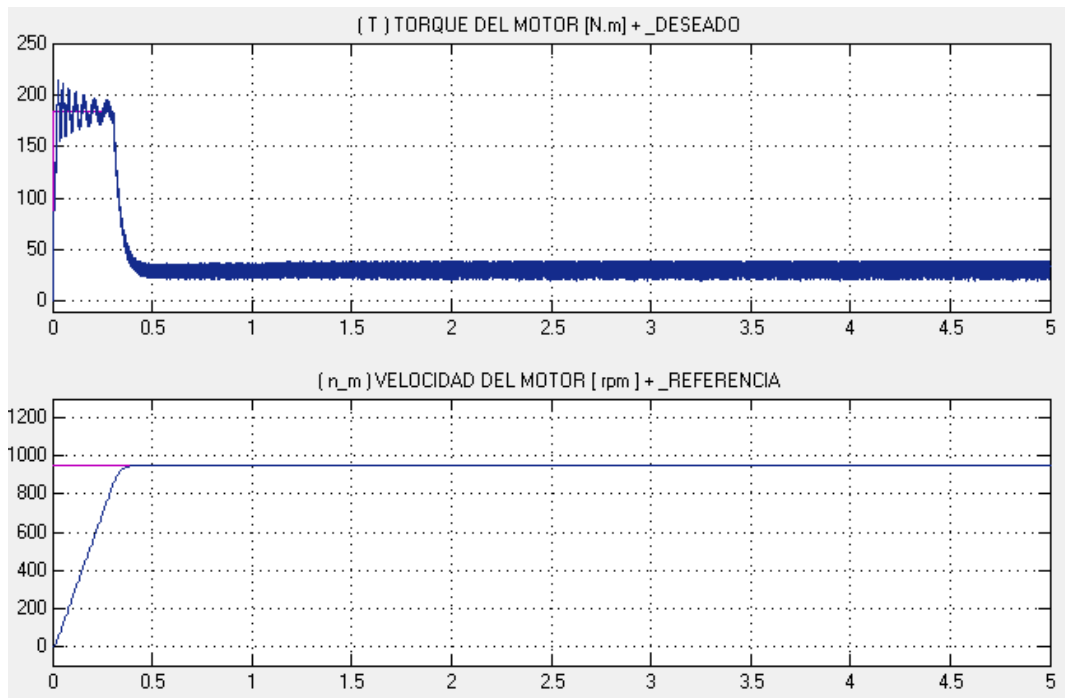


Fig. 3.41 Torque y velocidad del motor vs. tiempo [s], con $T_{lim}=3T_n$ y $K_a=0.3468$. (elaboración propia)

Como se puede observar en la Fig. 3.41, la respuesta de velocidad del motor no contiene ningún sobre-impulso gracias al efecto de la ganancia anti-windup (K_a) que corrige el error entre el torque saturado y el torque que sale del controlador PI. En la Fig. 3.42 se muestra el comportamiento del motor ante cambios repentinos de carga, con estos nuevos valores para el controlador de velocidad.

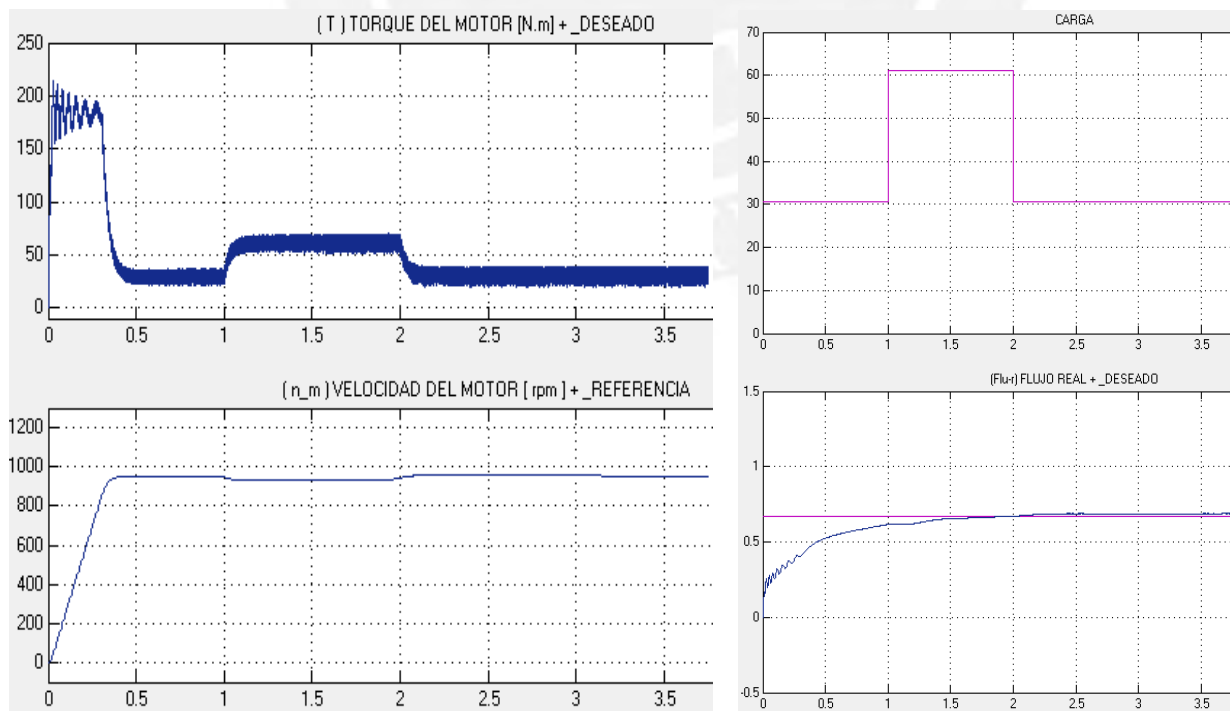


Fig. 3.42 Torque, velocidad del motor y flujo del rotor vs. tiempo [s] ante cambios de carga, con $T_{lim}=3T_n$ y $K_a=0.3468$. (elaboración propia)

3.9.4 Observaciones sobre la simulación del control vectorial

Luego de la mejora en el desempeño del motor mediante la limitación del torque del motor y la adición de la parte anti-windup al controlador de velocidad, como observaciones resultantes de las simulaciones realizadas, se puede deducir que:

- El torque pico en el arranque es aproximadamente 185 N.m (3 veces el torque nominal).
- El torque presenta pocas oscilaciones en estado transitorio.
- El tiempo de establecimiento de la velocidad es 0.4 segundos.
- Existe un error en estado estable de la velocidad del motor de 0.0%.
- No existen oscilaciones apreciables del torque ante cambios repentinos de carga.
- Existe una variación de velocidad en estado estable ante variación de carga, de -5 rpm (-0.52%).

3.10 Análisis de la comparación entre los métodos escalar y vectorial

Un indicador importante para el análisis del comportamiento del motor en estado transitorio es el desacoplamiento entre las componentes que producen el flujo y el par. Para esto, se necesita medir el ángulo que forman los vectores espaciales \vec{i}_s y $\vec{\lambda}_r$, de la forma en que se muestra en la Fig. 3.43:

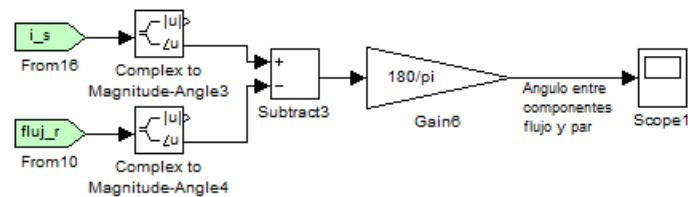


Fig. 3.43 Diagrama de bloques para medición del ángulo entre las componentes de flujo y par. (elaboración propia)

Haciendo una comparación entre las Fig. 3.44 y Fig. 3.45, que muestran el ángulo entre las componentes de par y de flujo del motor, se puede ver que en el control vectorial, el ángulo entre dichas componentes es 90° desde el arranque, a diferencia del escalar, que tiende a 90° recién en el estado estable. Este ángulo de 270° se debe a que la componente de la corriente del estator va cambiando de positivo a negativo, formando un ángulo de $+90^\circ$ y $+270^\circ$ con el flujo del rotor. El hecho de que estas variables estén siempre alineadas de tal forma que hacen un ángulo de 90° , hace que el sistema sea desacoplado, es decir el control del torque se vuelve independiente del control del flujo, como y como lo muestra la Fig. 3.30 y Fig. 3.31, en donde el flujo se mantiene casi constante, y el torque es controlado manualmente.

En las figuras Fig. 3.47 y Fig. 3.46 se muestran las mediciones THD (distorsión armónica total) del voltaje y la corriente en la fase del motor.

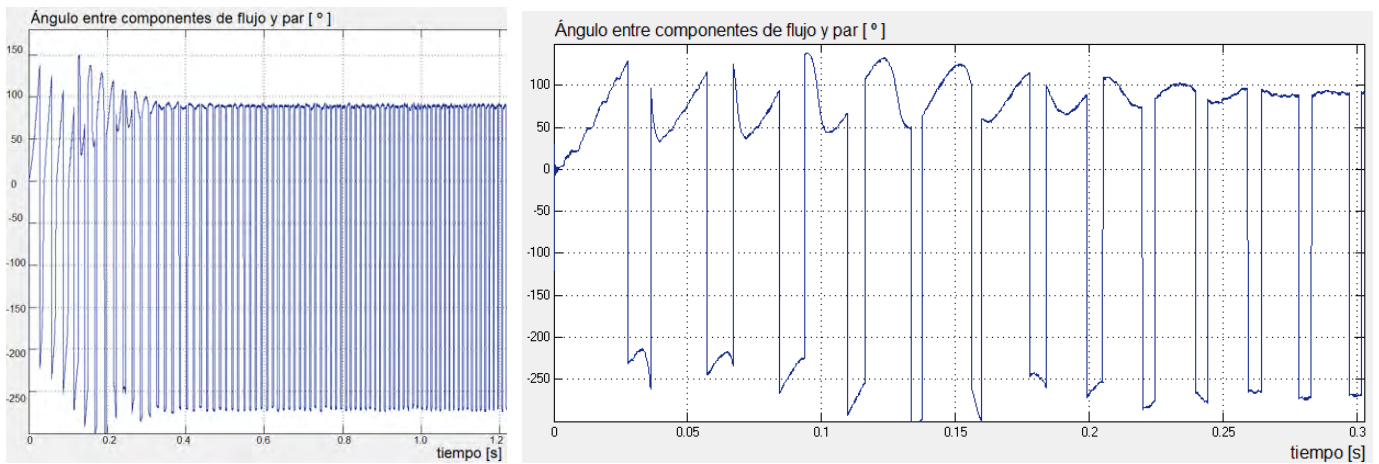


Fig. 3.44 Ángulo entre las componentes de flujo y par en el control escalar. (elaboración propia)

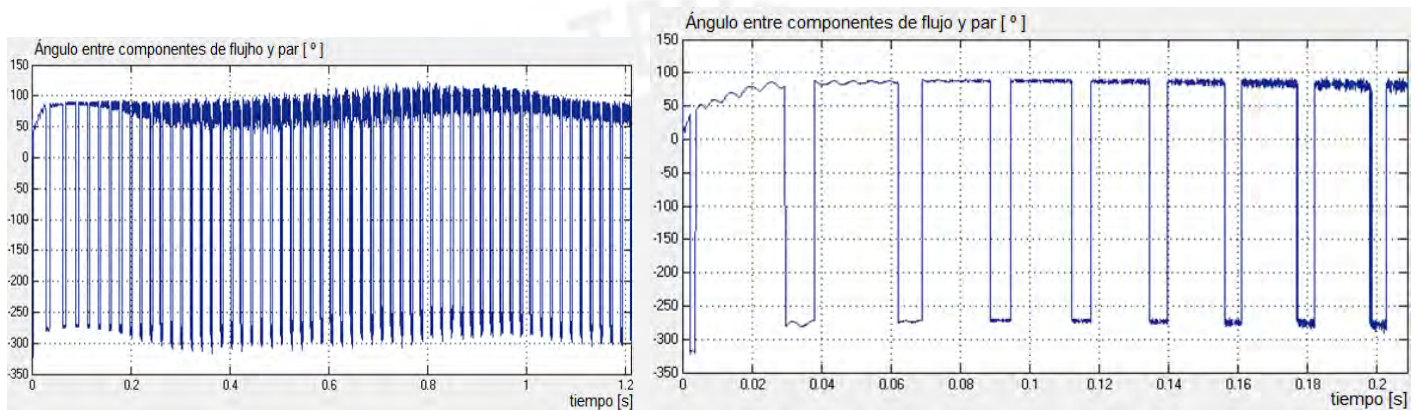


Fig. 3.45 Ángulo entre las componentes de flujo y par en el control vectorial. (elaboración propia)

Se ha usado el bloque “THD” de simulink para realizar esta medición, obteniendo como resultado para el método escalar una distorsión armónica total promedio de 0.2332 para la corriente y 0.92 para el voltaje. Mientras que para el método vectorial una distorsión armónica total promedio de 0.2166 para la corriente y 1.233 para el voltaje.

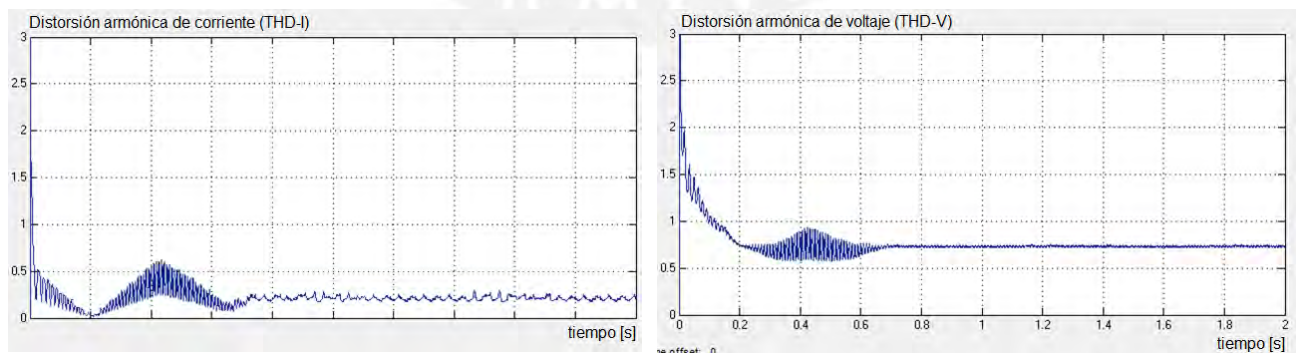


Fig. 3.46 Distorsión armónica de la corriente y el voltaje de una fase del motor en el método escalar con controlador PI, $f_o=48\text{Hz}$. (elaboración propia)

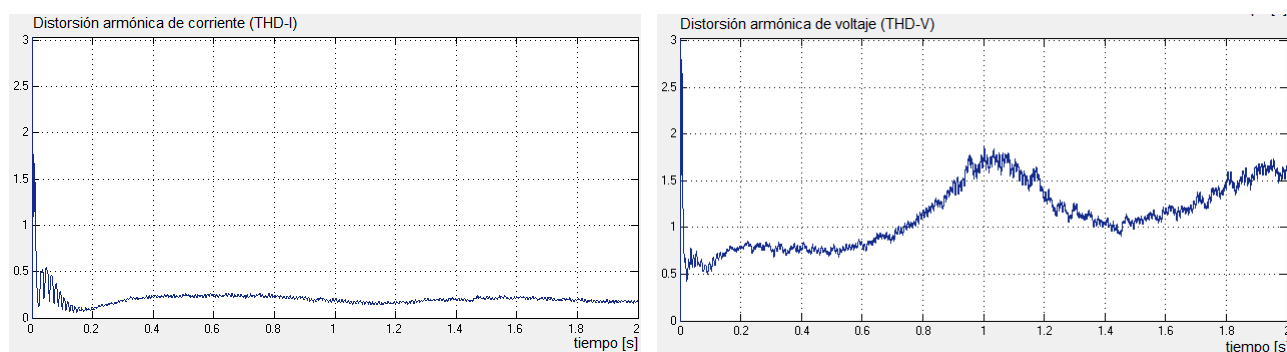


Fig. 3.47 Distorsión armónica de la corriente y el voltaje de una fase del motor en el control vectorial, $f_o=48\text{Hz}$. (elaboración propia)

Por el contrario de lo afirmado en la Tabla 1.2 se puede observar que el control escalar (con o sin controlador PI) posee baja distorsión armónica. Esto se debe a que en ambos casos de control escalar, se utilizó el inversor con modulación por ancho de pulsos de vector espacial (SV-PWM), cuyo voltaje en el estator del motor tiene armónicos de magnitud considerable solo en altos múltiplos de la frecuencia fundamental (como lo muestra la Fig. 1.13), lo que implica una baja distorsión armónica de corriente debido al filtro equivalente que conforma el circuito eléctrico equivalente del motor.

Se puede concluir el análisis de los resultados con la siguiente Tabla 3.1:

Tabla 3.1 Comparación básica del desempeño del motor con ambos métodos de control.
Condiciones de operación: $n_{sp}=0 \rightarrow 950\text{rpm}$, $T_{load}=0.5T_n \rightarrow 1T_n$ (elaboración propia)

Método \ Criterio	Error de velocidad ($T_{load}=0.5T_n$)	Error por cambio de carga ($T_{load}=0.5-1T_n$)	Error total	Distorsión armónica THD-I ($f_o=48\text{Hz}$)	Tiempo de establecimiento	Sobre-impulso de velocidad	Torque pico	Oscilación del torque transitorio
Método escalar - configuración básica	-16 rpm	-19 rpm	-35 rpm	0.1946	0.58 s	+0 rpm	268 N.m	Alta
	-1.7%	-2.0%	-3.7%			0.0%		oscilación
Método escalar - controlador PI	-1 rpm	-12 rpm	-13 rpm	0.2332	0.7 s	+2 rpm	268 N.m	Alta
	-0.1%	-1.3%	-1.4%			0.2%		oscilación
Método vectorial indirecto	+0 rpm	-5 rpm	-5 rpm	0.2166	0.4 s	+17 rpm	185 N.m	Baja
	0.0%	-0.5%	-0.5%			1.8%		oscilación

En donde se puede observar que ambos tipos de control tienen buenas prestaciones en estado estable, pero si nos referidos al comportamiento dinámico (estado transitorio), se ha podido demostrar que el control orientado al flujo del rotor indirecto tiene mejores prestaciones, principalmente, en el comportamiento dinámico del torque, en el tiempo de establecimiento de la velocidad y en la perturbación ante cambio de carga.

En adición al estudio del desempeño del motor para ambos tipos de controles, se ha simulado el comportamiento del motor para diferentes tipos de carga: torque inverso, torque cuadrático y torque constante, que se muestran en el anexo 5.14.

3.11 Análisis del comportamiento del motor con los métodos de control de velocidad escalar y vectorial según norma IEC 61800-2

Hasta cierto punto, los valores que hemos cuantificado para analizar y comparar el comportamiento del motor-variador han sido criterios no estandarizados. Para una medición y cuantificación correcta y estandarizada, se usará la norma europea IEC. La medición y especificación de valores que aplican a un sistema variador-motor tales como el torque, velocidad, sobre-impulso, precisión, etc. se encuentran especificados en la norma IEC 61800-2. Estos valores especificados y criterios de medición están descritos de manera resumida en la sección 5.15 - Valores especificados según norma IEC para variadores de velocidad en sistemas “a.c.” en baja tensión.

Los parámetros que mediremos para poder comparar el desempeño del motor con ambos métodos de control en estado **estable** a distintas velocidades son:

1. Desviación por cambio de velocidad.
2. Desviación por cambio de torque de carga.

Y los parámetros que mediremos para poder comparar el desempeño del motor con ambos métodos de control en estado **transitorio** a distintas velocidades son:

1. Tiempo de respuesta de velocidad.
2. Tiempo de establecimiento de velocidad.
3. Sobre-impulso transitorio de velocidad.
4. Tiempo de respuesta de carga.
5. Tiempo de establecimiento de carga.
6. Impacto de carga (área de desviación).

Para cada una de ellas se mantiene unas condiciones de operación el cual se considera el “más desfavorable”, ya sea con un torque de carga fijo o con cambio repentino, o con una velocidad de referencia fija o con cambio repentino. Ver la sección 5.15

Según la definición de la norma, el sistema de control se encuentra en un estado estable, cuando las “variables de referencia”, y las “variables de operación” han sido constantes por más de tres veces el “tiempo de establecimiento” del sistema de control ([24]:IEC 61800-2, 2015, p.38). Por lo tanto, en esta tesis, se considera en estado estable en el momento en que:

$$t_{\text{estado-estable}} = 3 t_{\text{establecimiento}}$$

Como se mencionó en la sección 2.1 - Condiciones de diseño del variador de velocidad, en estas simulaciones se pretende evaluar los desempeños de ambos métodos de acuerdo a los parámetros establecidos por la norma IEC 61800-2, por lo que se requiere conocer la velocidad nominal máxima del variador (n_{nom}^{max}) para tomarlo de referencia las mediciones, ver el capítulo 5.8.2 - Región de operación continua.

En esta tesis, para efectos de pruebas se asumirá que el motor (en este caso de 6 polos) tiene una velocidad nominal máxima de seguridad (n_{Snom}^{max}) de 2400rpm (120Hz), valor congruente

con la tendencia de los fabricantes de motores, ver el capítulo 5.8.3 - Región de campo debilitado.

A pesar que se puede afirmar que el variador diseñado podría gobernar un motor a más de 120Hz, debido a que se tiene una alta frecuencia de muestreo, una alta velocidad de procesamiento, y una alta frecuencia de conmutación de los semi-conductores, tomaremos como limitante la velocidad nominal máxima de seguridad del motor (n_{snom}^{max}) de 2400 rpm. Entonces, para las pruebas de esta tesis:

$$n_{nom}^{max} = 2400rpm \equiv 120Hz \quad \text{ec. (3.8)}$$

Entonces, consideraremos que este variador tendrá una frecuencia nominal máxima de 120Hz, como dato de “fabricante”, es decir, podrá hacer operar cualquier motor al doble de su velocidad nominal.

Es importante también mencionar que para las pruebas a velocidades mayores a la velocidad nominal (velocidad de 2400 rpm seleccionada en esta tesis), se tomará en cuenta lo explicado en la sección 5.8, es decir, para un funcionamiento del motor garantizado a 2400rpm el torque de carga para el eje del motor, no puede exceder cierto valor.

Teniendo en cuenta que el torque máximo a 2400rpm (120Hz) es 0.25 el torque máximo del motor operando a su velocidad nominal 60Hz, y tomando en consideración que un motor promedio diseño NEMA tipo A o tipo B, tiene un torque máximo del 2.5 el torque nominal [27], entonces para 2400 rpm:

$$T_{load-120Hz}^{max} = 0.25 (2.5 T_n) = 0.625 T_n \quad \text{ec. (3.9)}$$

Por lo que para pruebas, a 2400 rpm, se usará una carga de 0.6Tn como máximo.

Para un análisis más profundo y detallado del comportamiento del motor gobernado por un variador de velocidad método escalar o vectorial, se recurre a los conceptos explicados en la sección 5.15 - Valores especificados según norma IEC para variadores de velocidad en sistemas “a.c.” en baja tensión.

Ahora, teniendo en cuenta las condiciones de diseño planteados en el capítulo 2.1 - Condiciones de diseño del variador de velocidad, se ha determinado la mejor configuración de valores del controlador, para poder lograr dicho propósito.

Para el controlador escalar, se tendrá la siguiente configuración:

Configuración control escalar:

Tsc	10us	Periodo de muestreo discreto
Kp	2.4519	Ganancia proporcional del controlador de velocidad
Ki	0.0523	Ganancia integral del controlador de velocidad
wsl_lim	0.85wr_pico	Deslizamiento límite del motor
fc	2.5Khz	Frecuencia de recorte del Generador SV-PWM

Configuración control vectorial:

Tsc	10us	Periodo de muestreo discreto
Kp	15.41	Ganancia proporcional del controlador de velocidad
Ki	6.0929	Ganancia integral del controlador de velocidad
Ka	0.3468	Ganancia anti-windup del controlador de velocidad
Tlim	3*Tn	Valor límite de la señal de referencia del torque, salida del controlador PI

Según los ensayos realizados mediante simulación, para el análisis en estado estable, se somete al motor a cambios escalón de velocidad de referencia manteniendo un torque de carga fijo, así como también se somete al motor a cambios escalón de torque de carga manteniendo una velocidad de referencia constante. Los resultados para todos estos casos, llamados “condiciones de operación” y para velocidades desde 150rpm hasta 2400rpm (velocidad nominal máxima del variador) se muestran en la Tabla 3.2.

Para estos valores se ha seguido los lineamientos dispuestos en la norma IEC 61800-2 en la que se explica de manera detallada los criterios para determinar valores tales como desviación de velocidad, tiempo de establecimiento, sobre-impulso de velocidad, etc. Es importante mencionar que los valores de “desviación de velocidad” e “impacto de carga” son medidos como un porcentaje de la velocidad nominal máxima, que en este caso, $n_{nom}^{max}=2400\text{rpm}$.

Según estos ensayos realizados, en estado estable, el motor con el variador escalar tiene menor precisión de velocidad cuando se trata de cambios repentinos de carga (en este caso se probó con el más extremo, un escalón de torque de carga desde 0 a 1 veces el torque nominal del motor), mientras que el motor con el variador vectorial tiene una muy buena precisión en estado estable ya sea ante cambios repentinos en la velocidad de referencia, como ante cambios repentinos de carga. Todas las ilustraciones de estos ensayos realizados fueron registradas en el anexo 5.16, desde la Fig. 5.32 hasta la Fig. 5.51.

Ahora, según la norma citada, la desviación es en realidad un valor absoluto, puede ser tanto por debajo como por encima del valor controlado. Por ello, conociendo una desviación por cambio de torque de carga, y una desviación por cambio de velocidad de referencia, se puede afirmar que ambos pueden ocurrir de manera simultánea o uno a continuación del otro. Entonces, considerando los casos más desfavorables, la desviación resultante debe ser la suma de ambos errores, la desviación por cambio de torque de carga más la desviación por cambio de velocidad de referencia, como se muestra en la Tabla 3.3.

Para poder determinar la banda de desviación (desviación resultante) del sistema variador-motor deberá considerarse la mayor desviación de todos los ensayos realizados.

En resumen, para el control escalar se obtiene una banda de desviación de velocidad de $\pm 3.85\%$, mientras que para el control vectorial se obtiene una banda de desviación de $\pm 0.1\%$. Entonces, se puede afirmar que el control vectorial tiene una gran precisión y es el único método que cumple con la condición de diseño 1 planteado en el capítulo 2.1 (desviación menor a 1%).

Tabla 3.2 Desempeño del motor en **estado estable** basado en norma IEC 61800-2
Velocidad nominal máxima = 2400 rpm (elaboración propia)

Condiciones: de operación	Cambio de 0→Vel_ref (Tload=0 cte)		Condiciones: de operación	Cambio de Tload=0→1Tn (Vel_ref cte)	
	Control Escalar	Control Vectorial		Control Escalar	Control Vectorial
Velocidad \ Criterio	Desviación por cambio de 0→Vel_ref	Desviación por cambio de 0→Vel_ref	Velocidad \ Criterio	Desviación por cambio de Tload=0→1Tn	Desviación por cambio de Tload=0→1Tn
Vel_ref = 0→150 rpm	+1.5 rpm 0.06%	+0.0 rpm 0.00%	Vel_ref = 150 rpm	-16.5 rpm -0.69%	-0.5 rpm -0.02%
Vel_ref = 0→550 rpm	+2.0 rpm 0.08%	+0.5 rpm 0.02%	Vel_ref = 550 rpm	-11.0 rpm -0.46%	-1.0 rpm -0.04%
Vel_ref = 0→950 rpm	+5.0 rpm 0.21%	+1.0 rpm 0.04%	Vel_ref = 950 rpm	-12.0 rpm -0.50%	-1.5 rpm -0.06%
Vel_ref = 0→1200 rpm	+8.0 rpm 0.33%	+0.0 rpm 0.00%	Vel_ref = 1200 rpm	-13.8 rpm -0.57%	+0.0 rpm 0.00%
Vel_ref = 0→2400 rpm (Tload=0 cte)	+43.0 rpm 1.79%	+0.0 rpm 0.00%	Vel_ref = 2400 rpm (Tload=0→0.6Tn)	-49.5 rpm -2.06%	+0.0 rpm 0.00%

Tabla 3.3 Banda de desviación de velocidad basado en norma IEC 61800-2
Velocidad nominal máxima = 2400 rpm (elaboración propia)

	Control Escalar		Control Vectorial	
Control Escalar	Desviación de velocidad	Banda de desviación de velocidad (Resultado)	Desviación de velocidad	Banda de desviación de velocidad (Resultado)
Vel_ref = 0→150 rpm	±18.0 rpm 0.75%	± 92.5 rpm ± 3.85%	±0.5 rpm 0.02%	± 2.5 rpm ± 0.10%
Vel_ref = 0→550 rpm	±13.0 rpm 0.54%		±1.5 rpm 0.06%	
Vel_ref = 0→950 rpm	±17.0 rpm 0.71%		±2.5 rpm 0.10%	
Vel_ref = 0→1200 rpm	±21.8 rpm 0.91%		±0.0 rpm 0.00%	
Vel_ref = 0→2400 rpm	±92.5 rpm 3.85%		±0.0 rpm 0.00%	

Para el análisis del sistema en estado transitorio, se ha considerado las mismas condiciones de operación que los ensayos anteriormente presentados, ya que significan los casos más desfavorables. Como se puede observar en la Tabla 3.4, los tiempos de respuesta y los tiempos de establecimientos del control vectorial son siempre menores que los del control escalar, es decir, el motor con el método vectorial responde más rápido que el método escalar, tanto el levantamiento de la señal (tiempo de respuesta) como su asentamiento (tiempo de

establecimiento). Sin embargo, si se considera que los variadores de velocidad en aplicaciones comunes siempre operan con una rampa suave de arranque (para evitar los daños mecánicos producto del arranque directo), ambos métodos escalar y vectorial pueden ser considerados como variadores con una respuesta muy rápida de velocidad, por ejemplo, ambos controladores llegan a una velocidad parecida a su nominal (1200rpm) en menos de un segundo. Por consiguiente, como se demuestra, ambos métodos de control cumplen con la condición de diseño 3 planteado en el capítulo 2.1 (tiempo de establecimiento menor a 03 segundos en vacío).

Con respecto al sobre-impulso transitorio de velocidad, se comprueba que ambos métodos de control responden con un sobre-impulso menor al 10%, límite máximo permitido según la norma 61800-2, por lo tanto, también se cumple la condición de diseño 2 planteado en el capítulo 2.1.

Tabla 3.4 Desempeño del motor en estado transitorio basado en norma IEC 61800-2 ante cambio de velocidad de referencia. Velocidad nominal máxima = 2400 rpm (elaboración propia)

Condiciones: de operación	Cambio de 0→Vel_ref (Tload=0 cte)					
Velocidad \ Criterio	Control Escalar			Control Vectorial		
	Tiempo de respuesta (0→Vel_ref)	Tiempo de establecimiento (0→Vel_ref)	Sobre-impulso transitorio de velocidad	Tiempo de respuesta (0→Vel_ref)	Tiempo de establecimiento (0→Vel_ref)	Sobre-impulso transitorio de velocidad
Vel_ref = 0→150 rpm	0.11 s	2.28 s	+7.5 rpm 4.95%	0.08 s	0.13 s	+2.5 rpm 1.67%
Vel_ref = 0→550 rpm	0.28 s	0.29 s	+5.0 rpm 0.91%	0.16 s	0.19 s	+8.0 rpm 1.45%
Vel_ref = 0→950 rpm	0.43 s	0.46 s	+5.5 rpm 0.58%	0.25 s	0.29 s	+15.5 rpm 1.63%
Vel_ref = 0→1200 rpm	0.58 s	0.64 s	+5.0 rpm 0.41%	0.32 s	0.36 s	+21.5 rpm 1.79%
Vel_ref = 0→2400 rpm (Tload=0 cte)	2.10 s	2.40 s	+4.0 rpm 0.16%	0.90 s	2.30 s	+72.0 rpm 3.00%

Con respecto a la respuesta ante cambios bruscos de torque de carga aplicado al eje del motor, como se ve en la Tabla 3.5, se puede afirmar que con el método vectorial la velocidad responde mucho más rápido para poder recuperar su valor ante el cambio repentino en el torque de carga. Sin embargo, el impacto de carga (que representa el área de desviación debajo de la curva transitoria) en el control vectorial es siempre mayor que el escalar, esto se debe a que el método vectorial se caracteriza por recuperarse con una precisión muy cercana a cero, es decir trata de igualar nuevamente a la velocidad de referencia, mientras que el método escalar demora mucho más y no llega a igualar nuevamente a la referencia en estado estable, por lo que su área de desviación con respecto a su valor final es menor. Para ambos métodos de control, se cumple la condición 4 de diseño planteado en el capítulo 2.1, los impactos de carga son menores a 10%-s.

Tabla 3.5 Desempeño del motor en estado transitorio basado en norma IEC 61800-2 ante cambio de torque de carga. Velocidad nominal máxima = 2400 rpm (elaboración propia)

Condiciones: de operación	Cambio de Tload=0→1Tn (Vel_ref cte)					
Velocidad \ Criterio	Control Escalar			Control Vectorial		
	Tiempo de respuesta (Tload=0→1Tn)	Tiempo de establecimiento (Tload=0→1Tn)	Impacto de carga (área de desviación)	Tiempo de respuesta (Tload=0→1Tn)	Tiempo de establecimiento (Tload=0→1Tn)	Impacto de carga (área de desviación)
Vel_ref = 150 rpm	0.45 s	4.50 s	-8 rpm-s -0.16 ‰s	5.70 s	7.30 s	-202 rpm-s -4.22 ‰s
Vel_ref = 550 rpm	13.00 s	17.00 s	-143 rpm-s -2.98 ‰s	5.70 s	6.90 s	-197 rpm-s -4.10 ‰s
Vel_ref = 950 rpm	13.50 s	16.50 s	-122 rpm-s -2.53 ‰s	5.70 s	7.30 s	-191 rpm-s -3.98 ‰s
Vel_ref = 1200 rpm	13.50 s	16.70 s	-97 rpm-s -2.03 ‰s	6.30 s	7.70 s	-208 rpm-s -4.33 ‰s
Vel_ref = 2400 rpm (Tload=0→0.6Tn)	18.00 s	19.50 s	-54 rpm-s -1.13 ‰s	4.00 s	7.50 s	-112 rpm-s -2.33 ‰s

Para ilustrar un comportamiento típico de un variador de velocidad en una aplicación industrial, se someterá ambos tipos de controles a variaciones suaves de velocidad de referencia (con una rampa de 1200rpm/s) pero con cambios escalón de torque de carga menores al torque nominal, en este caso 0.6Tn - 0.3Tn - 0.6Tn. Se hará operar el motor a velocidades mayores a su nominal, considerando siempre el torque reducido que tendrá en la zona de campo debilitado.

En este ejemplo de aplicación se tiene unos comandos de velocidad programados en los instantes 0, 4, 8 y 12 s, con la siguiente secuencia: 0rpm-1560rpm-0rpm-600rpm-2400 rpm, siempre limitados por una rampa de 1200 rpm/s, y programados a la vez unos cambios del torque de carga en los instantes 0, 10 y 21 s, con la secuencia: 0Tn-0.6Tn-0.3Tn-0.6Tn.

Nótese que en ambos métodos la velocidad del motor sigue de manera muy precisa a la velocidad de referencia, y cómo la velocidad hace su mayor esfuerzo para mantener la velocidad constante a pesar del cambio brusco del torque carga (ver los instantes 10s y 26s).

Adicionalmente, se puede observar que en el método escalar (a diferencia del escalar, existe un notable rizado del torque y picos transitorios elevados

Obsérvese en la Fig. 3.49 que en el método vectorial, el flujo del rotor sigue de manera muy precisa al flujo del rotor de referencia aún cuando hay cambios de velocidad o carga, característica que demuestra que el sistema variador-motor está funcionando según la teoría de control vectorial estudiada, en donde se tiene como premisa que las magnitudes del torque y el flujo pueden ser controlados de forma desacoplada (independizadas). Por otro lado, en la Fig. 3.41 se aprecia cómo el flujo del rotor se vuelve inestable durante toda la operación del motor controlado por un variador escalar, cambia desde valores cercanos a cero, hasta valores muy superiores al flujo nominal.

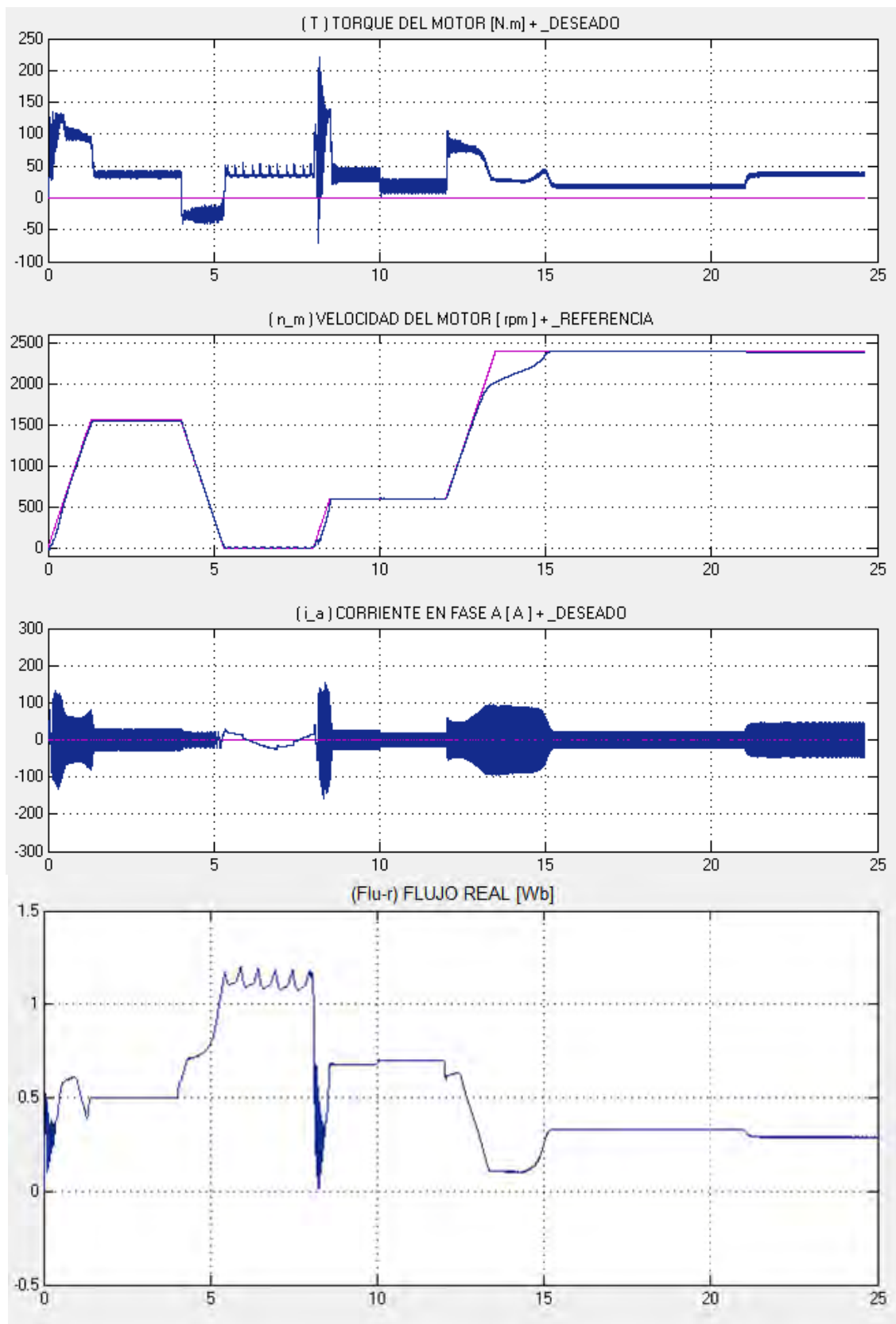


Fig. 3.48 Torque, velocidad, corriente de fase y flujo rotor del motor de inducción vs. tiempo[s] – ejemplo de aplicación de un variador de velocidad método escalar. (elaboración propia)

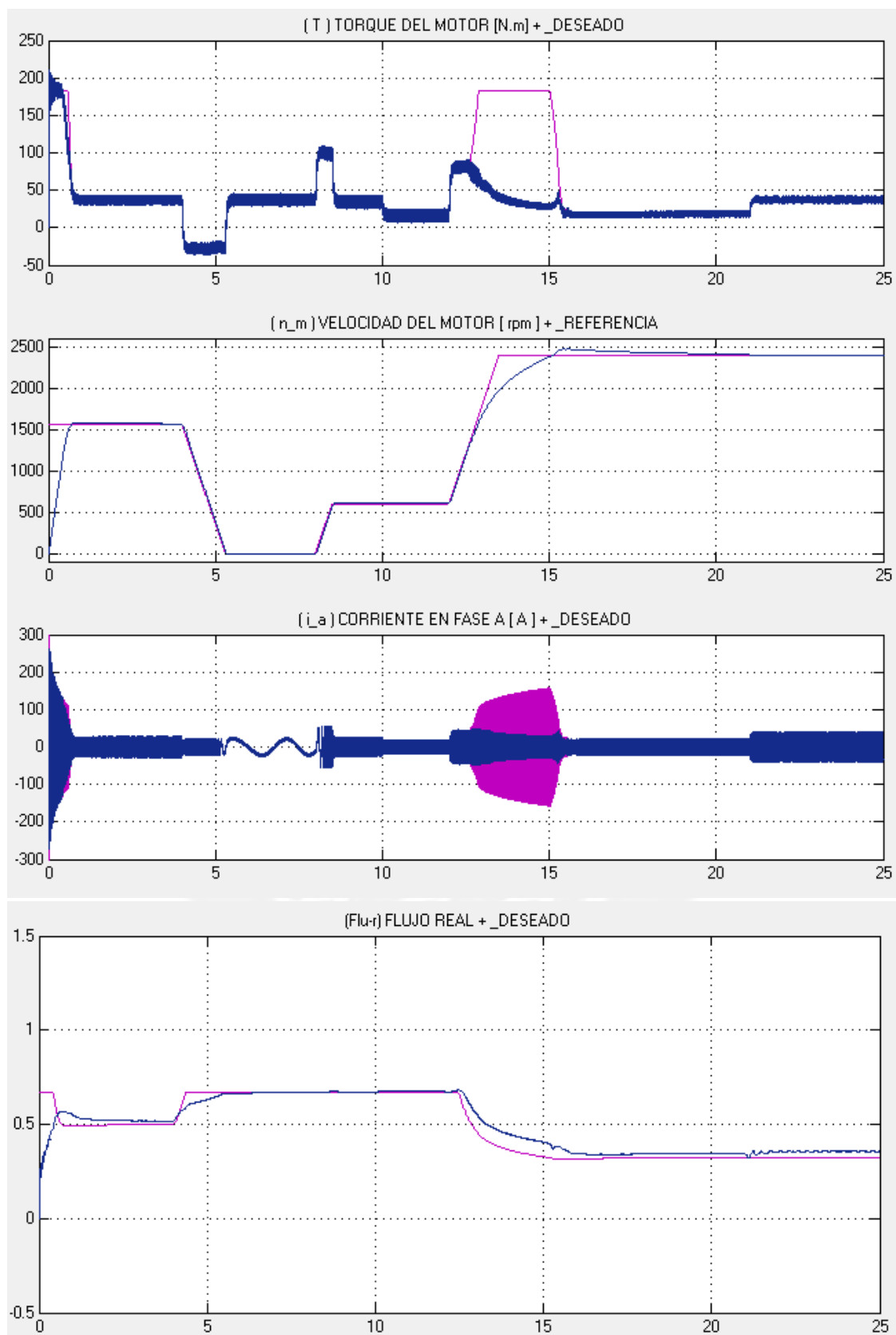


Fig. 3.49 Torque, velocidad, corriente de fase y flujo rotor del motor de inducción vs. tiempo [s] – ejemplo de aplicación de un variador de velocidad método vectorial. (elaboración propia)

Según el análisis expuesto en las secciones 3.8, 3.10 y 3.11, un variador de velocidad con el método de control escalar cumple de manera parcial las condiciones de diseño planteadas en la sección 2.1: La velocidad posee un sobre-impulso transitorio bajo (menor a 10%), opera con un tiempo de establecimiento de la velocidad corto (menor a 3 segundos para una operación en vacío), funciona con un bajo impacto de carga (menor a 10%-s), y genera una baja distorsión armónica total de corriente (menor al 25%). Sin embargo, el controlador escalar opera con una banda de desviación de velocidad mayor a $\pm 1\%$, es decir, manera no muy precisa, y funciona con un torque muy oscilante durante el arranque.

Por otro lado, según el análisis expuesto en las secciones 3.9, 3.10 y 3.11, un variador de velocidad con el método de control vectorial cumple satisfactoriamente todas las condiciones de diseño planteadas en la sección 2.1: Opera con una gran precisión en estado estable (la banda de desviación de velocidad es menor a $\pm 1\%$), la velocidad posee un sobre-impulso transitorio bajo (menor a 10%), opera con un tiempo de establecimiento de la velocidad corto (menor a 3 segundos para una operación en vacío), funciona con un bajo impacto de carga (menor a 10%-s), genera una baja distorsión armónica total de corriente (menor al 25%), y funciona con un torque muy estable y sin oscilaciones. Ocurre lo mismo con el flujo magnético del rotor, estable y sin oscilaciones.



4. IMPLEMENTACIÓN DEL MÓDULO DE CONTROL.

4.1 Descripción del proyecto Variador de Velocidad

Un variador de velocidad en la práctica se emplea como se muestra en la Fig. 4.1. La implementación de un control de la velocidad mediante un variador está conformada por la fuente de voltaje, el variador de velocidad, el motor y la carga. La fuente entrega la energía eléctrica al variador, el cual energiza a su vez al motor, pero con la magnitud y la frecuencia del voltaje establecidos por un algoritmo de control (V, f) de tal manera que el motor se comporte con una velocidad y torque según el requerimiento programado por el usuario. Debido al control de la velocidad que ejecuta el variador, el motor entrega un torque a la carga (T), pero esta carga produce a la vez un torque que se opone (T_L), como resultado se establece una velocidad resultante a la que gira el motor (w).

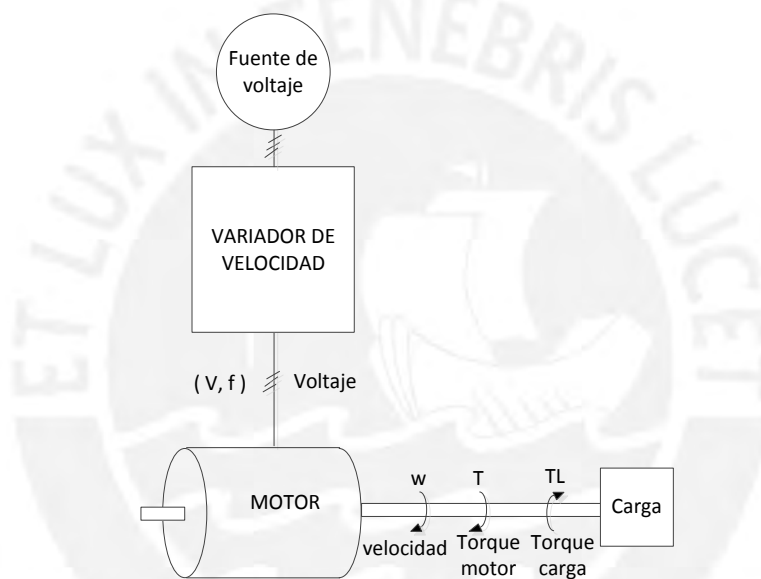


Fig. 4.1 Esquema físico de la implementación un variador de velocidad. (elaboración propia)

Como se puede observar en la Fig. 4.2, el variador de velocidad está conformado principalmente por:

- Rectificador
- Inversor
- Tarjeta de control (procesador)
- Tarjeta de potencia (acondicionamiento de señal)
- Sensores de corriente
- Sensor de velocidad

En la Fig. 4.2 se muestra el esquema de implementación del variador de velocidad propuesta en esta tesis. El microcontrolador recibirá los datos leídos por los sensores de corriente y velocidad.

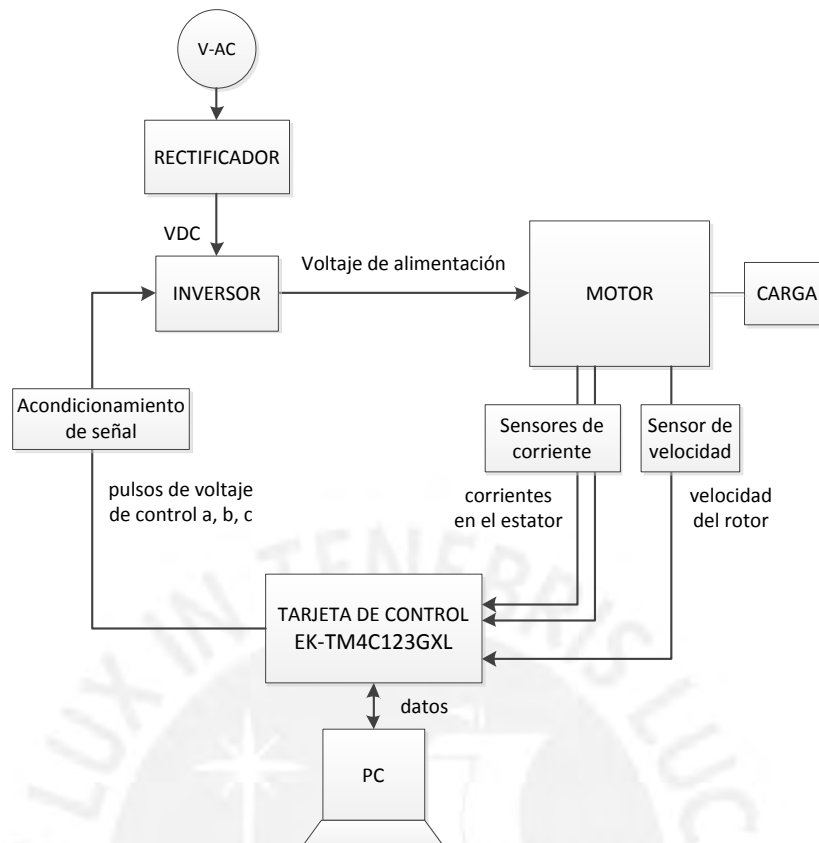


Fig. 4.2 Esquema de control de la implementación de un variador de velocidad. (elaboración propia)

Según estos datos generará los pulsos de voltaje de control, vistos en la sección 3.5, según los algoritmos de control perteneciente a el método escalar o vectorial. Estos pulsos entrarán a una etapa de acondicionamiento de la señal de potencia que lo conforma el inversor, el cual se alimenta de un voltaje DC proveniente de un rectificador que se alimenta desde la red trifásica de 220 o 380 o 460 Vac normalmente. Este inversor genera las señales de voltaje (magnitud y frecuencia) que alimentan el estator del motor. El microcontrolador a su vez envía a la PC las señales de lectura de los sensores, mediante comunicación serial con protocolo RS232. También se podrá enviar datos desde la PC al microcontrolador, tales como velocidad de “set point”, parámetros del motor, configuración del control, etc.

El proyecto en esta tesis consiste en implementar los algoritmos de control escalar y vectorial en un procesador (en este caso un microcontrolador). Este módulo será el controlador en una posterior implementación del variador de velocidad que se empleará en el laboratorio de “Electrónica de Potencia”

La implementación se llevará a cabo en el microcontrolador Texas Instruments TM4C123GH6PMI, dentro de la tarjeta de desarrollo EK-TM4C123GXL, que conforman las siguientes características:

- Posee prestaciones optimizadas para control de motores, que son los siguientes:
 - a) 16 salidas PWM avanzadas de alta resolución

- b) 2 entradas de codificador en cuadratura, usado para facilitar la lectura de los sensores o “encoders” de velocidad).
- Contiene un procesador de 32 bits, que opera a frecuencia máxima de trabajo de 80 Mhz. En este sentido puede ser considerado como un procesador “DSP” básico.
- Posee 2 módulos conversores analógico-digital (ADC) con resolución de 12 bits, con una velocidad de muestreo máxima de 1 millón muestras/seg.
- La tarjeta de desarrollo elimina la necesidad de circuito externo adicional para enviar datos a la PC desde el microcontrolador, puesto que contiene integrado un puerto de comunicación serial conectado a la PC mediante el cable USB.
- Económico comparado con sus equivalentes en otros fabricantes.

Esta última característica puede ser aprovechada para la implementación del variador para que en la PC se pueda visualizar (en simulink por ejemplo) los datos leídos de los sensores en tiempo real, es decir, no solo se podrá ver las señales de corriente y velocidad en tiempo real, también podrán almacenarse en la PC para un posterior análisis. Por eso, el uso de esta tarjeta de desarrollo conforma un entorno modular, es decir la tarjeta impresa del circuito del controlador ya está implementada, y puede ser fácilmente conectado a la PC.

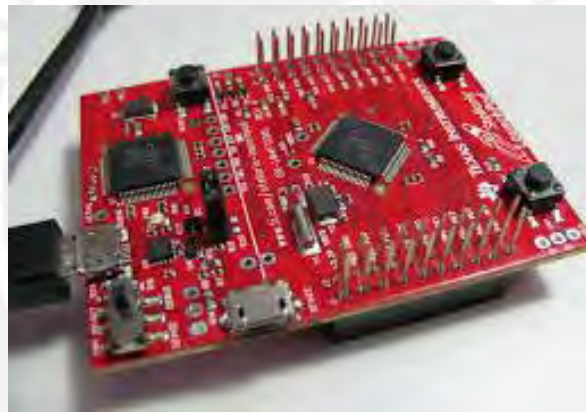


Fig. 4.3 Tarjeta de desarrollo EK-TM4C123GXL, con el microcontrolador TM4C123GH6PMI. [20]

Es importante mencionar que esta plataforma de desarrollo es económica comparado con otros microcontroladores con prestaciones similares, sobre todo comparado con microcontroladores de otros fabricantes (22.0 dólares según Digikey, en Junio del 2014).

Por todas estas características, queda justificado la selección de esta plataforma de desarrollo EK-TM4C123GXL para la implementación del variador de velocidad.

4.2 Implementación del controlador mediante Planta simulada

La planta (el motor de inducción) corresponderá al modelo en Simulink del motor de inducción. Para hacer posible el control de las señales provenientes de simulink, se optará por una comunicación asíncrona entre la PC (planta) y el microcontrolador (algoritmo de control).

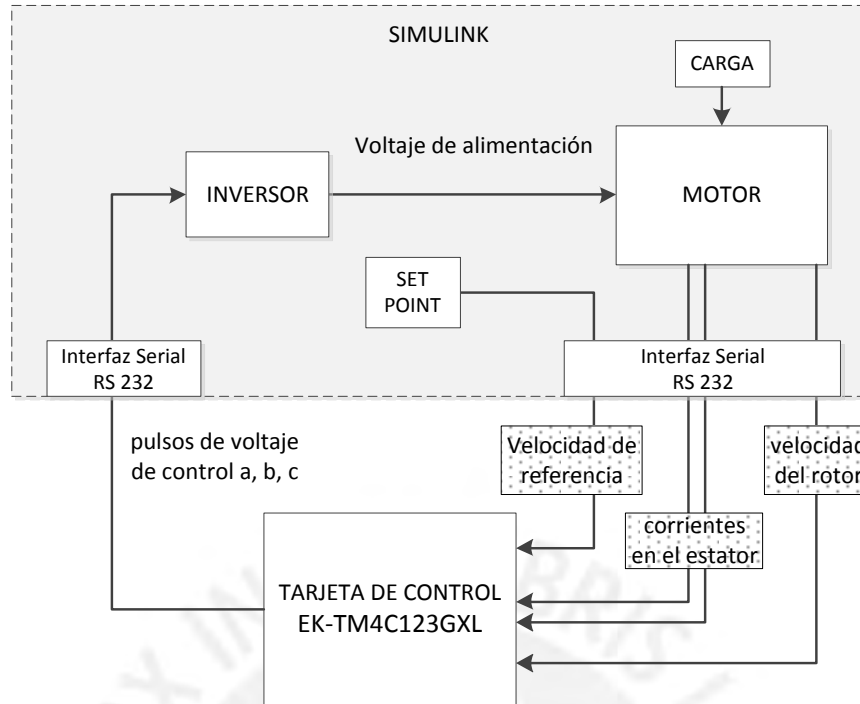


Fig. 4.4 Esquema de implementación del control de velocidad a un motor de inducción con Planta Simulada. (elaboración propia)

El esquema de implementación se muestra en la Fig. 4.5, en donde se puede ver que el bloque controlador fue reemplazado por dos interfaces de comunicación serial: una para las salidas y otra para las entradas.

Simulink espera que le lleguen los primeros datos calculados por el microcontrolador, basado en las condiciones iniciales, es decir los primeros estados lógicos del inversor.

Simulink calcula las variables del motor y envía los datos al microcontrolador, los cuales representan los sensores del sistema real (velocidad del rotor y dos mediciones de corriente de fase)

El microcontrolador ejecuta el algoritmo de control basado en estas mediciones del motor y los envía mediante comunicación serial. Simulink espera en el siguiente muestreo estos valores de control de los conmutadores del inversor.

En principio se debe mencionar que el flujo de datos PC \leftrightarrow uC (PC al microcontrolador y viceversa) es de la siguiente manera:

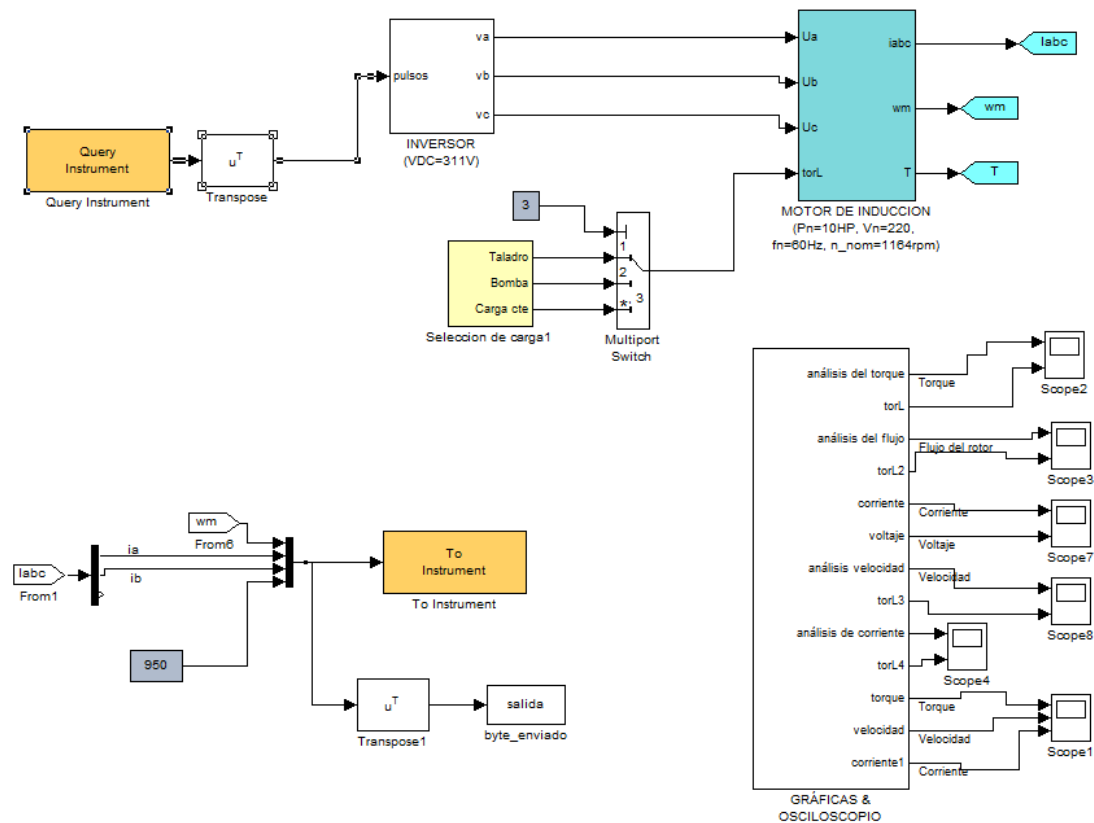


Fig. 4.5 Esquema de implementación del controlador basado en Simulink. (elaboración propia)

Es importante mencionar que para la transmisión y recepción de datos se ha utilizado los “instrumentos virtuales” de Simulink. En la Fig. 4.6, se muestra la configuración del tamaño de la memoria “buffer”, el puerto de comunicación y la velocidad de transmisión “baudrate”.

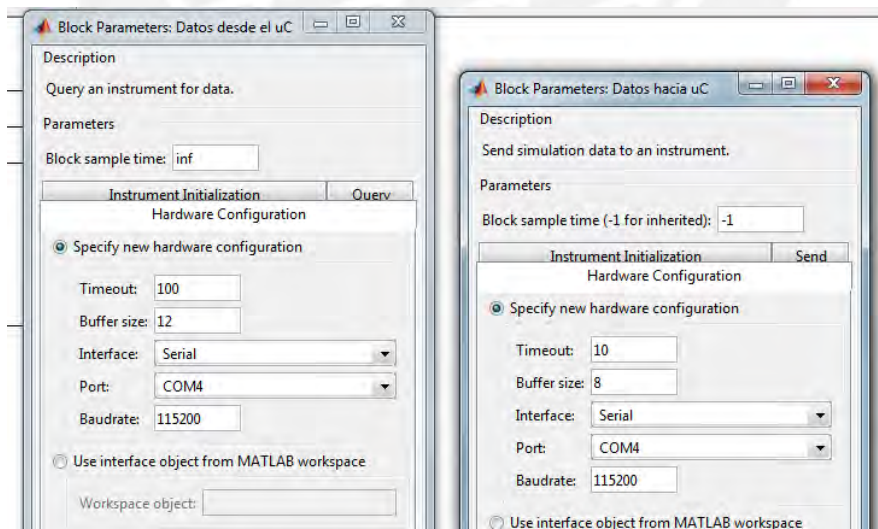


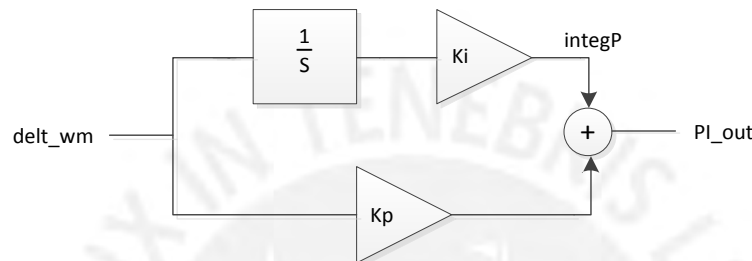
Fig. 4.6 Configuración de los instrumentos virtuales de Simulink para la recepción y transmisión de datos por comunicación serial. (elaboración propia).

4.3 Implementación del controlador de velocidad escalar

Para esta implementación se ha establecido lo siguiente:

- Frecuencia de trabajo del microcontrolador = 80 Mhz.
- Velocidad de comunicación serial = 115200 bps.
- Formato de envío y recepción de datos = 1 float = 4 bytes.
- Frecuencia de operación discreta en simulink = 20 KHz (tiempo de muestro = 50us).

Para este control escalar, lo más importante para la programación del algoritmo es el controlador PI, en donde se ha tomado la configuración siguiente:



Entonces, para esta implementación se debe tomar en cuenta que la ecuación de estados se determina de la siguiente manera:

$$G(s) = \frac{K_i}{s}$$

Debido a que:

$$G(z) = \frac{z-1}{z} Z \left\{ \frac{G(s)}{s} \right\} = \frac{z-1}{z} Z \left\{ \frac{K_i}{s^2} \right\}$$

$$\frac{integP(z)}{delt_wm(z)} = K_i T_s \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}}$$

Resulta:

$$integP(t_n) = integP(t_{n-1}) + K_i T_s delt_wm(t_{n-1}) \quad \text{ec. (4.1)}$$

Entonces:

$$PI_out = K_p \times delt_wm + integP \quad \text{ec. (4.2)}$$

A continuación, se muestra la programación del algoritmos de control principal para el método escalar usando un controlador PI de velocidad, el cual es mejor comprendido si se tiene como referencia el bloque de control de la Fig. 4.7 :

```
void Actualizar_estados(void){

    delt_wm = wm_d - wm;
    controlador_PI();
```



```

if (PI_out < - wsl_lim){
    wsl_d = - wsl_lim ;
}
else if (PI_out > wsl_lim){
    wsl_d =      + wsl_lim ;
}
else {
    wsl_d = PI_out;
}
wsyn_d = wsl_d + wm ;
w_d = p/2 * wsyn_d ;
calcular_voltaje(); // m_V
integrador(); // ang_V
// enviar_comandos_SV_PWM();

w_d_ant = w_d ;
ang_V_ant = ang_V ;
integP_ant = integP ;
delt_wm_ant = delt_wm ; }

```

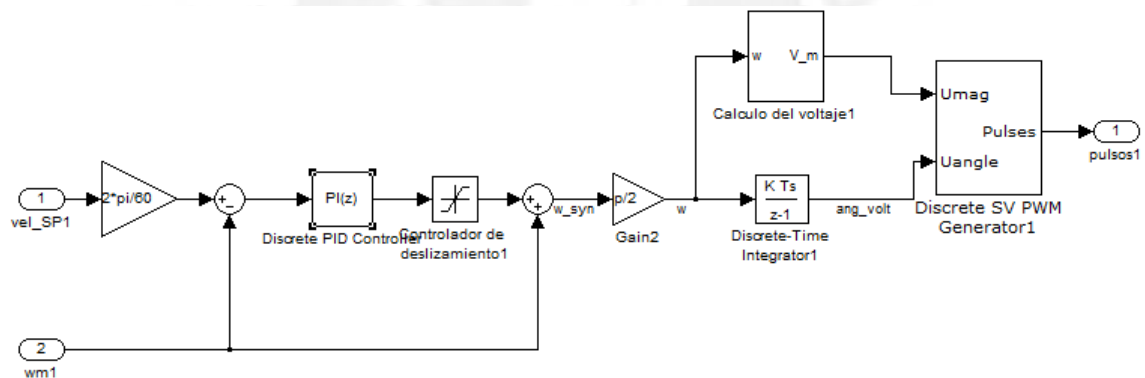


Fig. 4.7 Control escalar de la velocidad mediante controlador PI. (elaboración propia)

Y la programación discreta de la ec. (4.1) y la ec. (4.2):

```

void controlador_PI(void){
    integP = integP_ant + Ki*Ts*delt_wm_ant ;
    PI_out = Kp*delt_wm + integP ; }

```

En la Fig. 4.8 se muestran los resultados de esta implementación en la cual el microcontrolador ejecuta los algoritmos de control. Se observa que el comportamiento del motor es muy similar a cuando el algoritmo de control fue ejecutado por simulink (Fig. 3.22).

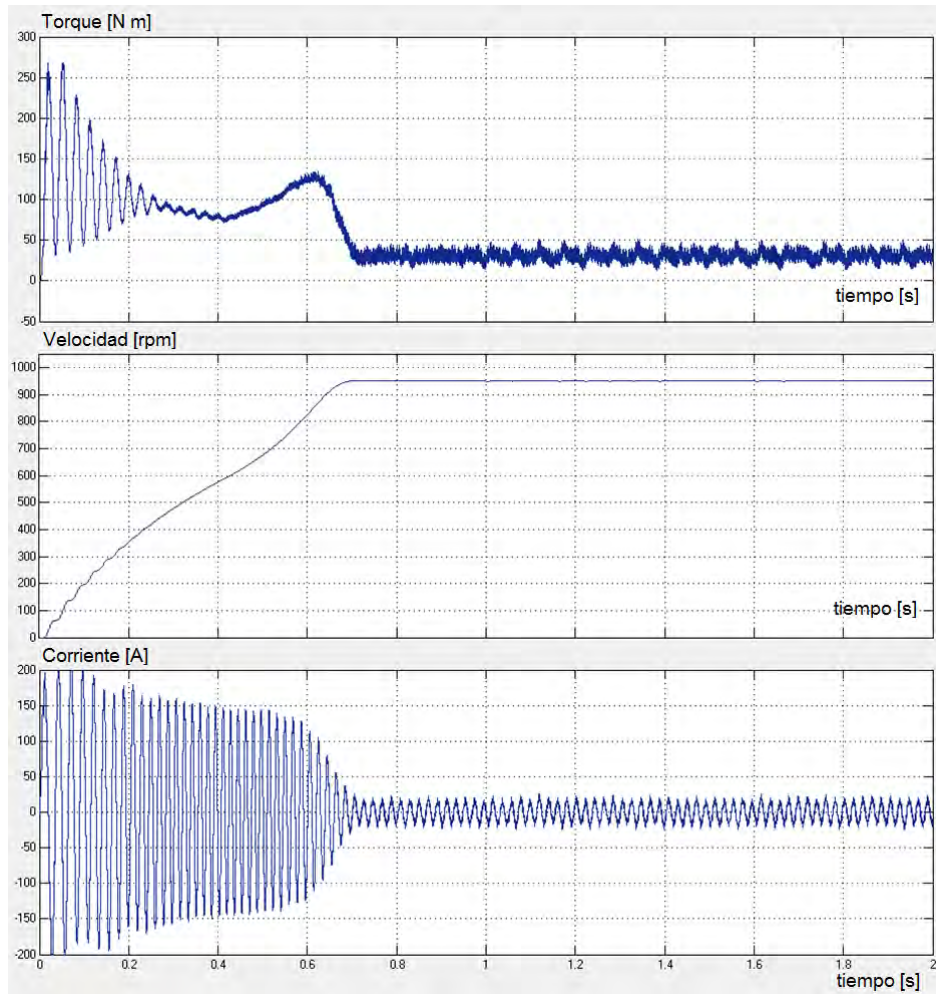
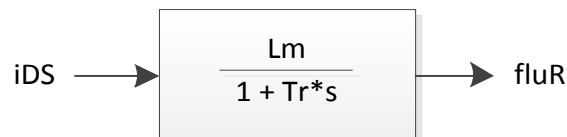


Fig. 4.8 Resultado de la implementación del control escalar con PI. (elaboración propia)

4.4 Implementación del Control Vectorial

Para esta implementación, el algoritmo más importante es aquel que define la ecuación diferencial descrita en la ec. (2.19) del flujo del rotor en base al a la corriente en el eje directo del estator con referencia al marco de excitación (i_{DS}) calculada. Para este algoritmo, se considera que si la función de transferencia es:



$$G(s) = \frac{fluR(s)}{i_{DS}(s)} = \frac{L_m}{1 + T_r s}$$

Debido a que:

$$G(z) = \frac{z-1}{z} Z \left\{ \frac{G(s)}{s} \right\} = \frac{z-1}{z} Z \left\{ \frac{1/T_r}{s (1/T_r + s)} \right\}$$

Resulta:

$$\frac{\text{fluR}(z)}{\text{iDS}(z)} = \frac{(1 - e^{-Ts/tr}) z^{-1} L_m}{1 - e^{-Ts/tr} z^{-1}}$$

Entonces, el principal algoritmo discreto del controlador vectorial:

$$\text{fluR}(t_n) = e^{-Ts/tr} \text{fluR}(t_{n-1}) + L_m(1 - e^{-Ts/tr}) \text{iDS}(t_{n-1}) \quad \text{ec. (4.3)}$$

A continuación, se muestra la programación del algoritmos de control principal para el método vectorial, el cual es mejor comprendido si se tiene como referencia el bloque de control de la Fig. 4.9:

```
void Actualizar_estados(void){
    delt_wm = wm_d - wm;
    controladorPI();
    transf_Park_directa();
    transf_Clarke_directa();
    calc_flujo();
    calc_ang();
    calc_iDS_d();
    calc_iQS_d();
    transf_Park_inversa();
    transf_Clarke_inversa();
    flur_ant = flur ;
    ang_ant = ang ;
    wd_ant = wd ;
    iDS_ant = iDS ;
    integP_ant = integP ;
    delt_wm_ant = delt_wm ; }
```

Y la programación discreta de la ec. (4.3):

```
void calc_flujo(void){
    flur = exp(-Ts/tr)*flur_ant + Lm*(1-exp(-Ts/tr))*iDS_ant ; }
```

En la Fig. 4.10 se muestran los resultados de esta implementación del control del torque con el método vectorial en la cual el microcontrolador ejecuta los algoritmos de control. Se observa que el comportamiento del motor es muy similar a cuando el algoritmo de control fue ejecutado por simulink (Fig. 3.30).

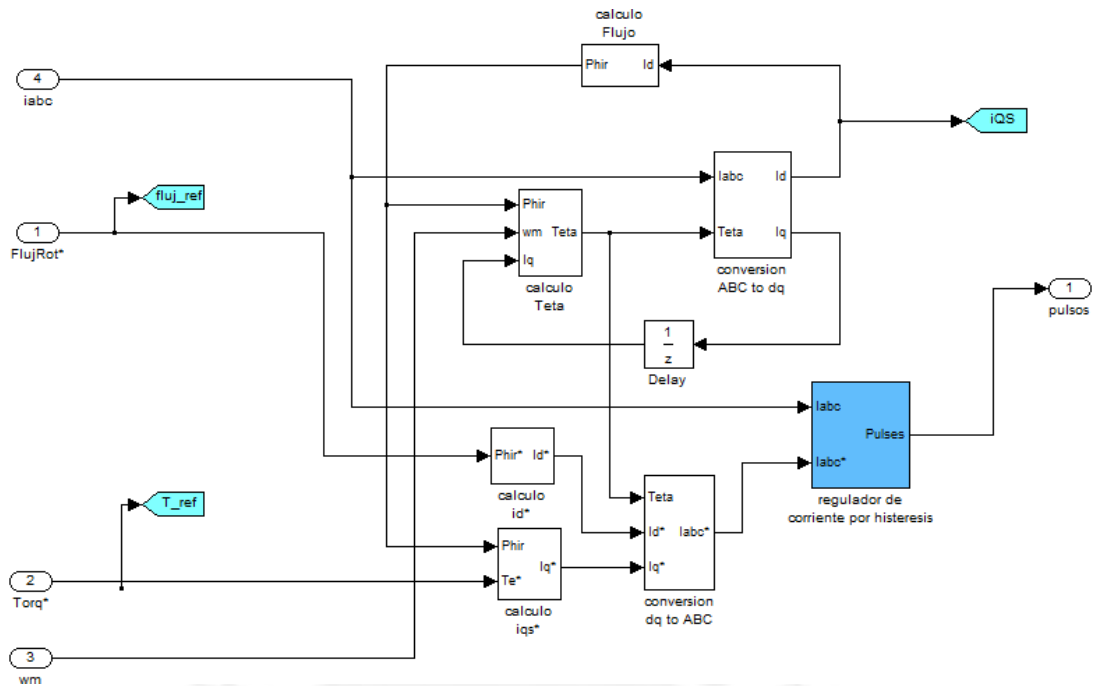


Fig. 4.9 Esquema del Control vectorial por orientación indirecta del flujo del rotor – configuración mejorada. (elaboración propia)

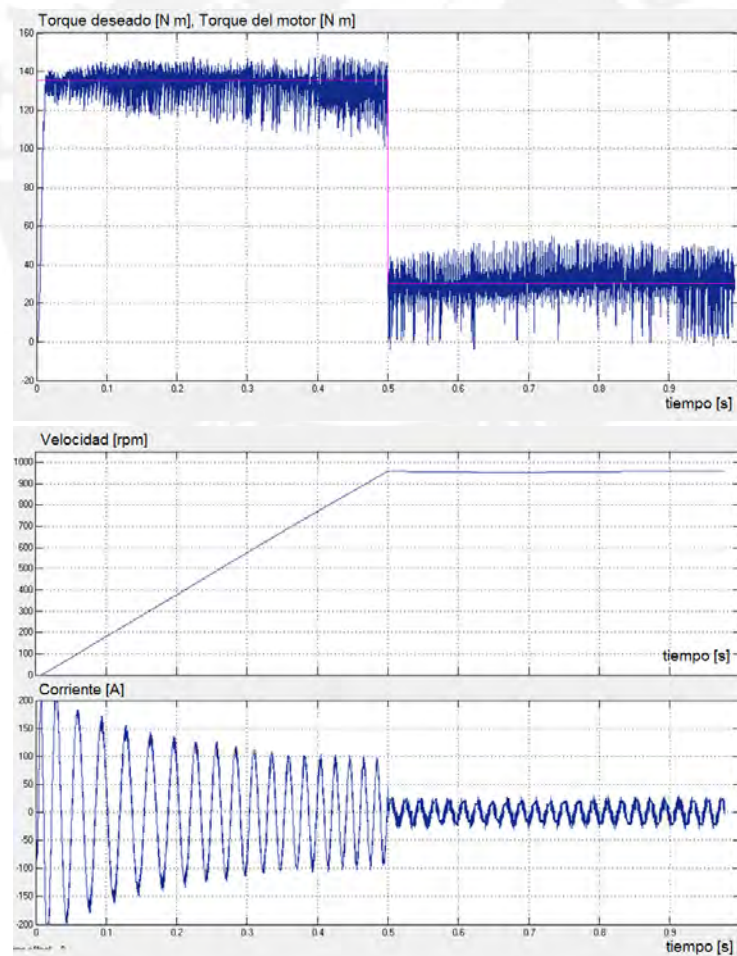


Fig. 4.10 Resultado de la implementación del control del torque método vectorial. (elaboración propia)

En la Fig. 4.11 se muestran los resultados de esta implementación del control de la velocidad con el método vectorial ($v_{ref}=950$ rpm) en la cual el microcontrolador ejecuta los algoritmos de control. Se observa que el comportamiento del motor es muy similar a cuando el algoritmo de control fue ejecutado por simulink (Fig. 3.35).

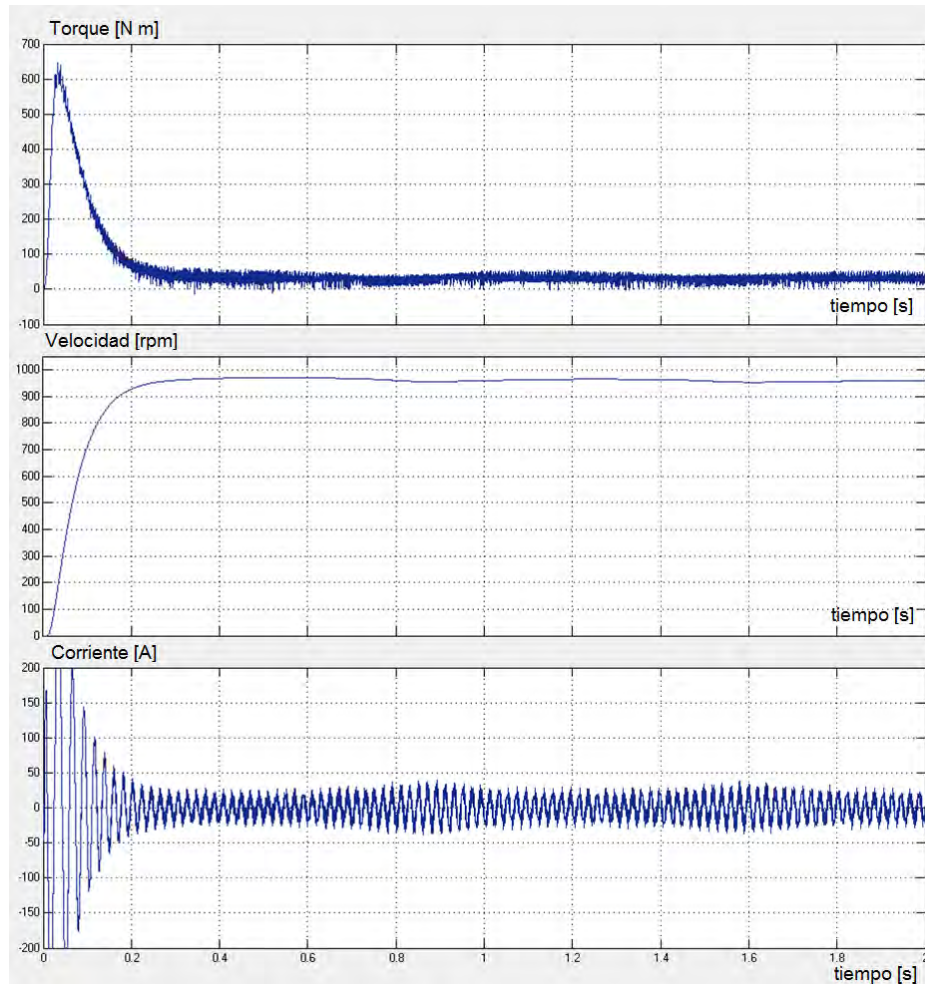


Fig. 4.11 Resultado de la implementación del control de la velocidad método vectorial. (elaboración propia)

Para la programación del microcontrolador, se ha utilizado el entorno de desarrollo integrado (“IDE”) llamado “uVision”. En la Fig. 4.12 se visualiza el uso de este entorno para la programación de los algoritmos de control haciendo uso del lenguaje de programación C. Para esto, se ha recurrido a las herramientas expuestas en las fuentes [20] y [21]).

Asimismo, en la Fig. 4.13 se muestra una captura de pantalla de la implementación del proyecto: Los algoritmos son ejecutados en el microcontrolador, que a su vez envía las señales de control a la planta, que se encuentra simulado en la PC mediante simulink.

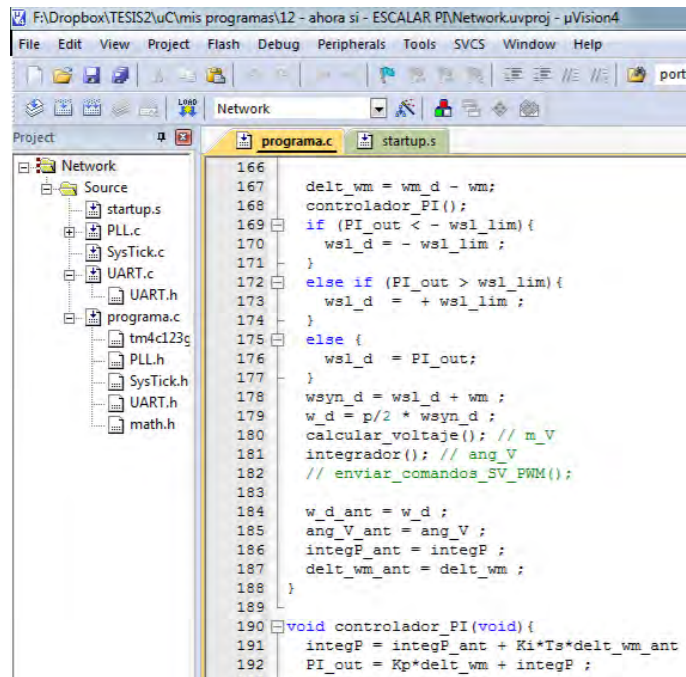


Fig. 4.12 Entorno de desarrollo integrado "Keil uVision 4". (elaboración propia)

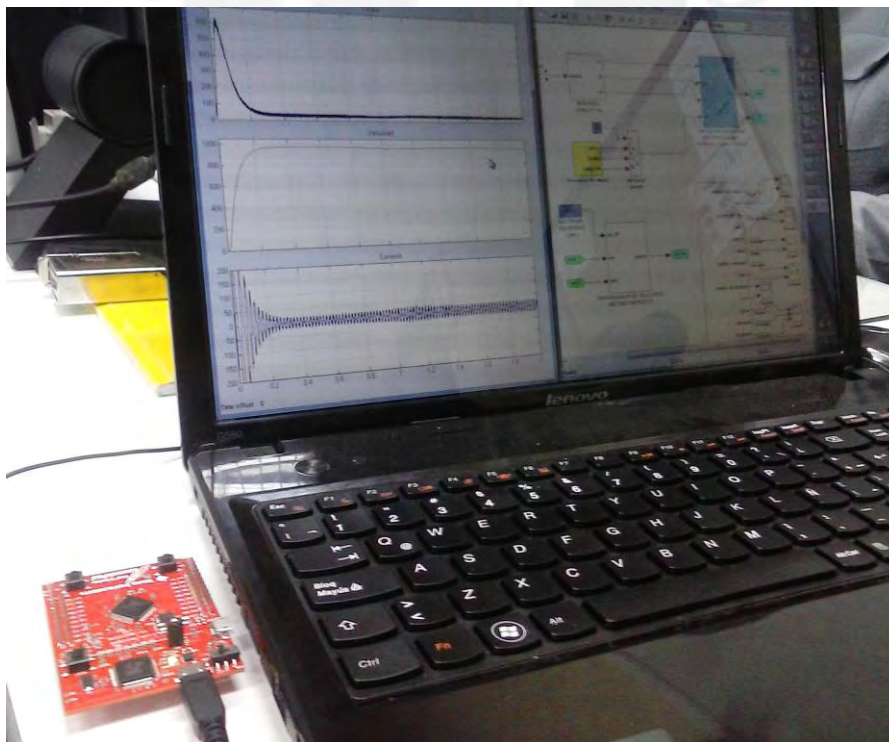


Fig. 4.13 Imágenes de la ejecución del proyecto con la Tarjeta EK-TM4C123GXL. (elaboración propia)

CONCLUSIONES

- Se logró simular e implementar la lógica de control y algoritmos de los métodos de control de velocidad escalar y vectorial con realimentación de la medición de velocidad para un motor de inducción, comprobándose así que el motor con un controlador vectorial tiene mejores respuestas dinámicas en torque y velocidad con respecto al controlador escalar.
- Según el análisis realizado, se mostró que un variador de velocidad con el método de control escalar cumple solo parte de las condiciones de diseño planteadas: la velocidad posee un sobre-impulso transitorio bajo, opera con un tiempo de establecimiento corto, funciona con un bajo impacto de carga, y genera una baja distorsión armónica total de corriente. Sin embargo, opera con una banda de desviación de velocidad no muy precisa, y funciona con un torque muy oscilante durante el arranque.
- Por otro lado, según el análisis realizado, se mostró que un variador de velocidad con el método de control vectorial cumple satisfactoriamente todas las condiciones de diseño planteadas: opera con una gran precisión en estado estable, la velocidad posee un sobre-impulso transitorio bajo, opera con un tiempo de establecimiento corto, funciona con un bajo impacto de carga, genera una baja distorsión armónica total de corriente, y funciona en todo tiempo con un torque muy estable y sin oscilaciones. Ocurre lo mismo con el flujo magnético del rotor, estable y sin oscilaciones.
- Se ha demostrado que en el estado transitorio el ángulo entre la componente del flujo magnético y del par de la corriente del estator se mantiene aproximadamente constante en 90° , esto hace posible el desacoplamiento entre dichas cantidades, y por ende, una entrega de torque en condiciones óptimas en todo instante de tiempo.
- El uso del controlador PI más el efecto “anti-windup” en un variador de velocidad logra disminuir de manera eficaz el sobre-impulso de velocidad generado por la limitación, recorte o saturación de la señal de mando.
- Se implementó y ejecutó los algoritmos de control de los métodos escalar y vectorial en una tarjeta de control, el cual podrá ser usado en Laboratorios de Electrónica con fines de estudio y comparación de los comportamientos de ambos métodos de control.

RECOMENDACIONES

- Se recomienda implementar un sistema real de variador de velocidad (mostrado en la sección 4.1) basado en la implementación de los algoritmos de control de velocidad escalar y vectorial desarrollados en esta tesis.
- Para mejorar la precisión en estado estable del controlador de velocidad con el método escalar se puede implementar un sistema adaptativo de las ganancias K_p (proporcional), y K_i (integral), o añadir una ganancia K_a (“anti-windup”) que dependa de la velocidad de referencia.
- Se puede implementar métodos de control con predicción de la velocidad del rotor o del flujo del rotor, para que de esa manera no sea necesario un sistema de realimentación de la variable controlada.



Bibliografía

- [1] TRZYNADLOWSKI, Andrzej M. *The Field Orientation Principle in Control of induction Motors*. Kluwer Academic Publishers, 1994.
- [2] TRAMSÉNERGIE TECHNOLOGIES. *SimPowerSystems For Use with Simulink*. Hydro-Québec, 2014.
- [3] RASHID, Muhammad H. *Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications*, 3ra ed. Pearson Educación, 2004.
- [4] PONCE, Pedro; SAMPÉ, Javier. *Maquinas eléctricas y técnicas modernas de control*. Alfaomega Grupo Editor, 2008.
- [5] AKROUM, H; KIDOUICHE, M; AIBECHE, A. *Scalar Control of Induction Motor Drives Using dSPACE DS1104*. International Conference on Systems, Control and Informatics, 2013.
- [6] DE MARCOS, Julián. *Control Vectorial de Motores de Inducción*. Mundo electrónico, 1997.
- [7] ALEPUZ, S.; DELOZ, J.; HORNILLO, M.; TRIADÓ, J. *Control vectorial de motores de inducción – Aplicación con DSP*. Mundo Electrónico, 2000.
- [8] TRZYNADLOWSKI, Andrzej M. *Control of Induction Motors*. Academic Press, 2000.
- [9] CIPOLLA, M; MORENO, J; PERACAUULA, J. *Control vectorial de un motor de inducción – Análisis de estructuras de algoritmos PI*. Mundo Electrónico, 1995.
- [10] ABU-RUB, H; IQBAL, A; GUZINSKI, J. *High Performance Control of AC Drives*. John Wiley & Sons Ltd, 2012.
- [11] SITEC. *Guía Técnica No.2. Guía práctica de selección y puesta en marcha de variadores de velocidad*. Siemens S.A, 2009.
- [12] LE-HUY. *Vector Control of AC Motor Drive. Matlab Model Help. Case of Study: Variable-Frequency Induction Motor Drive*. Université Laval, Quebec.
- [13] PHIPPS, Clarence A. *Variable Speed Drive Fundamentals*. The Fairmont Press, Inc. ISBN 0-88173-258-3, 1997.
- [14] RASHID, Muhammad H. *Power Electronics Handbook*, 3ra edición. Elsevier, 2011.
- [15] SALVATORI, Marco. *Diseño de un control de velocidad para motores de inducción por relación voltaje/frecuencia*. Universidad de las Américas Puebla, 2003.

- [16] ROCKWELL AUTOMATION AG. *Conceptos básicos sobre el uso de motores de inducción trifásicos*. Motor Management, 1996.
- [17] ZOPE, Pankaj. *Design and Implementacion of carrier based sinusoidal PWM Inverter*.
- [18] MOHAN, N; UNDERLAND, T; ROBBINS, W. *Power electronics converters, applications, and design*, 2da edición.
- [19] WILDI, Theodore. *Máquinas Eléctricas y Sistemas de Potencia*. Pearson Educación, 2007.
- [20] THE UNIVERSITY OF TEXAS AT AUSTIN. [2014]. *Embedded Systems – Shape the World* [en línea]. Courses.edx.org.
<<https://courses.edx.org/courses/UTAustinX/UT.6.01x/1T2014/>>
- [21] TEXAS INSTRUMENTS. *Tiva™ TM4C123GH6PM Microcontroller - Data Sheet*. Texas Instruments Incorporated, 2013.
- [22] TEXAS INSTRUMENTS. *Tiva™ C Series TM4C123G Launchpad Evaluation Board - User's Guide*. Texas Instruments Incorporated, 2013.
- [23] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *IEC 61800-1: General requirements – Rating specifications for low voltage adjustable speed d.c. power drive systems*. IEC, Geneva, Switzerland, 1997.
- [24] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *IEC 61800-2: General requirements – Rating specifications for low voltage adjustable speed a.c. power drive systems*. IEC, Geneva, Switzerland, 2015.
- [25] ABB Drive Operations. *Reference Manual - AC Drives & Motors*, ST-10 (10/23/98) Rev.4. ABB Drive Operations Inc, 1998.
- [26] DELTA AUTOMATION [2014]. *Operating Motors at Higher Speeds than their Nameplate Speed-Can it Be Done?* [en línea]. Delta Automation, Inc.
<<https://deltaautomation.wordpress.com/2014/03/11/operating-motors-at-higher-speeds-than-their-nameplate-speed-can-it-be-done/>>
- [27] ALLEN-BRADLEY. *Drive and Motor Basics*, Rev.1. Rockwell Automation.